

2040

04

66



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 28 • NR. 1 • MARTIE 1984

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 28

Nr. 1

martie 1984

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

Editorial

p. 1

CZ 621.382

COMPONENTE ELECTRONICE DEZVOLTARE TEHNOLOGII

Bătrina, I.: Probleme și obiective ale dezvoltării tehnologiilor componentelor electronice semiconductoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, mar 1984, p. 2

Lucrarea dezbate problemele dezvoltării tehnologiilor componentelor electronice semiconductoare și obiectivele strategice ale cooperărilor CCSIT-S.

CZ 621.373.7

TRANSPARENTĂ CUANTICĂ BARIERE DE POTENȚIAL

Tuğulea, A.: O metodă de calcul al transparenței cuantice a barierelor unidimensionale de potențial.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, mar 1984, p. 4

Lucrarea prezintă o metodă matriceală simplă și eficientă pentru calculul transparenței cuantice a barierelor unidimensionale de potențial, de formă oarecare, bazată pe analogia dintre o barieră dreptunghiulară de potențial și o linie lungă de transmisiune, fără pierderi, funcționând în regim armonic. Metoda este adecvată prelucrării cu calculatorul, iar aplicarea sa în câteva cazuri cunoscute a condus la corecții esențiale față de metoda de aproximație W.K.B., recunoscută în literatură.

CZ 621.384.

ELECTRONICĂ DE PUTERE CONVERSIĂ ENERGIEI

Teodorescu, I. E.: Tendințe și perspective în dezvoltarea dispozitivelor și sistemelor electronice de putere.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, mar 1984, p. 10

Lucrarea prezintă evoluția sistemelor electronice de conversie a energiei electrice, împreună cu o sinteză a direcțiilor actuale în electronica de putere. Sunt scoase în evidență principalele perspective și prognoze în domeniu.

CZ 621.396.6 : 538.551

FILTRU ACTIV UNIVERSAL PERFORMANȚE TIPICE CIRCUIT INTEGRAL HIBRID

Popescu, B.: Filtru activ universal realizat în tehnologie hibridă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, mar 1984, p. 18

Este prezentat un filtru activ cu 2 poli, multifuncțional, cu ajutorul căruia, prin adăugarea a 3 sau 4 rezistențe externe, se poate controla ușor factorul de calitate, frecvența de rezonanță și câștigul. Realizat cu 3 amplificatoare operaționale, filtrul are prevăzute 3 ieșiri separate pentru func-

țiile de transfer „trece-sus”, „trece-jos” și „trece-bandă”. Funcția de transfer „rejecție de bandă” poate fi obținută simplu însumind ieșirile „trece-sus” și „trece-jos” cu amplificatorul operațional suplimentar conținut în filtru.

CZ 621.382.3 : 621.37.

TRANZISTOR DE MICROUNDE GEOMETRIE INTERDIGITALĂ ÎMBĂTRÂNIRE FORȚATĂ

Buiculescu, C. ș.a.: Tranzistoare de putere de microunde.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, mar 1984, p. 22

Lucrarea se referă succint la proiectarea, tehnologia și evaluarea primelor tranzistoare de microunde — TP 7110 T și TP 7132 — omologate la CCSIT-S. Dispozitivele sunt de tip nou realizate pe siliciu, planar epitaxiale, dublu difuzate, în capsulă microstrip.

CZ 621.313 : 534.837

DISPOZITIVE CU AVALANȘĂ SURSE GENERATOARE DE ZGOMOT

Voinigescu, S., Dascălu, D.: Tratatul matriceal a zgomotului în dispozitivele cu avalanșă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, mar 1984, p. 25

Se prezintă un model original al principalelor surse generatoare de zgomot în zonele de avalanșă. Este tratat cazul mai multor distribuții de probabilitate ale variabilelor aleatoare ce intervin în descrierea surselor de zgomot. Exemplificarea numerică s-a făcut pentru cazul diodelor IMPATT simplu drift.

CZ 621.793 : 537.311.4 : 669 : 782

METALIZARE CONTACTARE SILICIURI

Dan, Al. P., Brezeanu, Gh.: Siliciurile metalice în microelectronică.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, mar 1984, p. 30

Lucrarea constituie o sinteză a rezultatelor recente privind utilizarea siliciurilor metalice ca alternativă a metalizărilor și contactărilor clasice în microelectronică. Proprietățile și avantajele tehnologice prezentate explică impactul pe care acești compoziți îl produc în domeniu.

CZ 621.397.12

TIRISTOARE CU BLOCARE PE POARTĂ SISTEM DE TESTARE

Silard, A., Koșa, B., Luca, M.: Sistem cu testare a tiristoarelor cu blocare pe poartă GTO de medie putere.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, mar 1984, p. 35

Lucrarea prezintă un sistem de testare original pentru parametrii de comutație ai tiristoarelor cu blocare pe poartă (GTO) de medie putere (30 A/1 500 V), realizate la IPRS-Băneasa. Testerul permite determinarea curentului anodic maxim-controlabil, a câștigului la blocare pe poartă și a timpilor de comutație ai GTO.

CZ 621.382 : 621.372.6 : 621.374.4

TRANZIȚIE RAPIDĂ SARCINĂ STOCATĂ MULTIPLICATOARE DE FRECVENȚĂ

Müller, Al. ș. a.: Dioda multiplicatoare de frecvență de putere pentru microunde.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, mar 1984, p. 38

Lucrarea prezintă proiectarea și realizarea unei diode multiplicatoare „step recovery” de putere. Utilizând o metodă originală de evaluare a timpului de stocare s-a obținut un raport-timp de stocare/timp de tranziție maxim. S-a obținut astfel o eficiență foarte mare (16%) pe armonica a 8-a (4 GHz) a unui semnal incident de 4 W la 500 MHz.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.382

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ РАЗВИТИЕ ТЕХНОЛОГИИ

Бэтрына, И.: Вопросы и задачи развития технологии полупроводниковых электронных компонентов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 1, март 1984, стр. 2

В работе рассматриваются вопросы, развития технологии полупроводниковых электронных компонентов и стратегические объекты кооперирования CCSIT—S.

УДК 621.373.7.

КВАНТОВАЯ ПРОЗРАЧНОСТЬ ПОТЕНЦИАЛЬНЫЙ БАРЬЕР

Цугуля, А.: Метод вычисления квантовой прозрачности одномерных потенциальных барьеров.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 1, март 1984, стр. 4

В работе представлен очень простой, но эффективный матричный метод вычисления квантовой прозрачности одномерных потенциальных барьеров любой формы, основанный на аналогии прямоугольного потенциального барьера с длинной линией передачи, без потерь, в гармоническом режиме. Метод подходит и для расчётов ЭВМ, а его применение в нескольких известных случаях привело к существенным поправкам в сравнении с известным из литературы методом приближения К.В.

УДК 621.384

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ

Теодореску, И. Е.: Тенденции и перспективы в развитии силовых электронных систем и устройств.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 1, март 1984, стр. 10

В работе представлена эволюция электронных систем преобразования электроэнергии, а также синтез современных направлений силовой электроники. Выявляются важнейшие перспективы и прогнозы в данной области.

УДК 621.396.6: 538.551

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР ТИПИЧНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ГИБРИДНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА

Попеску, Б.: Универсальный активный фильтр, осуществленный гибридной технологией.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 1, март 1984, стр. 18

Представляется активный фильтр с 2-мя многофункциональными полями, при помощи которых, путём дополнения 3-х или 4-х внешних сопротивлений, легко могут быть контролированы коэффициент качества, резонансная частота и усиление. Осуществленный на 3-х операционных усилителях, фильтр снабжен 3-мя отдельными выходами для передаточных функций „переход-вверх”, „переход — вниз”, „переход — лент”. Передаточная функция „подавление ленты” может быть достигнута простым суммированием выходов „переход — вверх” и „переход — вниз” с дополнительным операционным усилителем, содержащимся в фильтре.

УДК 621.382.3: 621.37.

МИКРОВОЛНОВОЙ ТРАНЗИСТОР МЕЖДИГИТАЛЬНАЯ ГЕОМЕТРИЯ ПРИНУДИТЕЛЬНОЕ СТАРЕНИЕ

Буйкулеску, К. и др.: Силегие микроволновые транзисторы.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 1, март 1984, стр. 22

В работе, в сжатой форме, рассматриваются вопросы проектирования технологии и оценки первых микроволновых транзисторов — TP 7110 T и TP 7132 — офи-

циально освидетельствованные в рамках CCSIT—S. Устройства нового типа, они осуществлены на кремнии, планарно-эпитаксиальные, двойного рассеяния, в капсуле „микрострип”.

УДК 621.313.534.837

ЛАВИННЫЕ УСТРОЙСТВА ИСТОЧНИКИ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ШУМА

Войнидэеску, С., Даскэлу, Д.: Матричный анализ шума в лавинных устройствах.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 1, март 1984, стр. 25

Представлена оригинальная модель основных источников генерирования шума в зонах лавин. Рассматривается случай множества, распределений вероятности случайных величин, которые встречаются в описании источников шума. Численные примеры были приведены в случае диодов ИМПАТТ, простой дрейфт.

УДК 621.793: 537.311.4: 669:782

МЕТАЛЛИЗАЦИЯ КОНТАКТИРОВАНИЕ СИЛИЦИДЫ

Дан, Ал. П., Брезяну, Г.: Металлические силициды в микроэлектронике.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 1, март 1984, стр. 30

Работа представляет собой синтез новых результатов в области использования металлических силицидов, как альтернативу классической металлизации и контактирования в микроэлектронике. Представляемые свойства и технологические преимущества объясняют значение применения этих соединений в данной области.

УДК 621.397.12

ТИРИСТОРЫ С ЗАПИРАНИЕМ НА ВХОДЕ СИСТЕМА ТЕСТИРОВАНИЯ

Силард, А., Коша, Б., Лука, М.: Система тестирования тиристоров с запирающим на входе ГТО средней мощности.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 1, март 1984, стр. 35

В работе представлена оригинальная система тестирования для коммутационных параметров тиристоров с запирающим на входе (GTO) средней мощности (30 А/1 500 В), осуществлённых на IPRS — Băncasa. Тестер позволяет определить максимально контролируемый анодный ток, усиление при запирающем на входе, временные интервалы коммутации (GTO).

УДК 621.382: 621.372.6: 621.374.4

БЫСТРЫЙ ПЕРЕХОД ВРЕМЯ ХРАНЕНИЯ ЧАСТОТНЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ

Мюллер, А. и др.: Мощные микроволновые умножительные диоды.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 1, март 1984, стр. 38

Данная работа представляет проектирование и изготовление мощных умножительных диодов „step recovery”.

Используя оригинальный метод оценки времени хранения получилось отношение: время хранения и максимальное переходное время. Таким образом, было достигнута очень большая эффективность (16%) на восьмой гармонике (4 ГГц) падающего сигнала 4 Вт при 500 МГц.

ZUSAMMENFASSUNG

Leitartikel

S. 1

DK 621.382

ELECTRONISCHE BAUELEMENTE ENTWICKLUNG DER TECHNOLOGIEN

Bătrina, I.: Probleme und Objektive der Entwicklung von Technologien der elektronischen Halbleiter-Bauelemente.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 1, März 1984, S. 2

Die Arbeit stellt die Entwicklungsprobleme der Technologien von elektronischen Halbleiter-Bauelemente und die Objektive der Zusammenarbeit mit CCSIT-S dar.

DK 621.373.7

QUANTISCHE DURCHLÄSSIGKEIT POTENTIALGRENZEN

Țugulea, A.: Eine Rechenmethode der quantischen Durchlässigkeit der unidimensionellen Potentialgrenzen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 1, März 1984, S. 4

Die Arbeit stellt eine einfache und effektive Matrizenmethode für das Rechnen der quantischen Durchlässigkeit der unidimensionellen Potentialgrenzen von jedwelcher Form, auf Grund der Analogie zwischen einer rechteckigen Potentialgrenze und einer langen Übertragungslinie, ohne Verluste, funktionsfähig im harmonischen Bereich dar. Die Methode ist für die Rechnerverarbeitung gültig und ihr Einsatz ist in einigen Fällen bekannt, so dass sie zu einer effektiven Verbesserung im Gegensatz zur Approximationsmethode W. K. B. in der Literatur bekannt, führt.

DK 621.384

LEISTUNGSELEKTRONIK ENERGIEUMWANDLUNG

Teodorescu, I. E.: Tendenzen und Perspektiven in der Entwicklung der Geräte und der elektronischen Leistungssysteme.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 1, März 1984, S. 10

Die Arbeit stellt die Entwicklungsetappe der elektronischen Umwandlungssysteme der elektrischen Energie zusammen mit einer Synthese der aktuellen Richtungen in der Leistungselektronik dar. Gleichzeitig werden die bedeutendsten Perspektiven und Prognosen im Bereich hervor gehoben.

DK 621.396.6 : 538.551

UNIVERSELLE AKTIVE FILTER TYPISCHE PERFORMANZEN HYBRIDE INTEGRIERSCHALTUNG

Popescu, B.: Universelle, aktive Filter dargestellt in der hybriden Technologie.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 1, März 1984, S. 18

Es wird ein aktiver Filter mit 2 multifunktionellen Pole dargestellt, mit dessen Hilfe, durch Zusatz von 3 und 4 Aussenwiderstände, kann man leicht den Qualitätsfaktor, die Frequenzresonanz und den Gewinn überwachen. Der Filter wird mit 3 Operationalverstärker durchgeführt, wobei er drei separate Ausgänge für die Übertragungsfunktionen „Tiefpass“, „Oberpass“ und „Bandpass“ besitzt. Die Übertragungsfunktion „Bandfrequenzsperre“ kann man einfach erhalten u.z.w. durch die Summe der Ausgänge „Tiefpass“ und „Oberpass“ mit dem zusätzlichen Operationalverstärker der im Filter enthalten ist.

DK 621.382.3 : 621.37

MIKROWELLENTRANSISTOR INTERDIGITALE GEOMETRIE ANGESTRENGTE ALTERUNG

Buiculescu, C. u. a.: Mikrowellen-Leistungstransistoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 1, März 1984, S. 22

Die Arbeit bezieht sich auf die Projektierung, auf die Technologie und auf die Schätzung der ersten Mikrowellen transistoren Typ TP 7110 T und TP 7132, die bei CCSIT-S entwickelt wurden. Die Gerätesind von neuem Typ durchgeführt auf Silizium, epitaxial abgerichtet, doppelt verstreut, in einer Mikrostrip-Kapsel.

DK 621.313 : 534.837

GERÄT MIT LAWINE GENERIERTE RAUSCHQUELLEN

Voinigescu, S., Dascălu, D.: Die Matrixbehandlung des Rauschens in Lawinengeräte.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 1, März 1984, S. 25

Es wird ein originelles Modell der bedeutendsten generierten Rauschquellen in den Lawinenzonen dargestellt. Man bezieht sich auf den Fall mehrerer Wahrscheinlichkeitsverteilungen der zufälligen Variablen die in den Rauschquellen vorkommen. Die numerische Exemplifizierung hat man für Dioden IMPATT mit einfachen Drift durchgeführt.

DK 621.793 : 537.311.4 : 669 : 782

METALLISIERUNG KONTAKTIERUNG SILIZIUM

Dan, Al. P., Brezeanu, Gh.: Metallische Silizium in der Mikroelektronik.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 1, März 1984, S. 30

Die Arbeit stellt eine Synthese der Ergebnisse bezüglich der metallischen Siliziumanwendungen als Alternative der Metallisierungen und klassische Kontaktierung in der Mikroelektronik dar. Die Eigenschaften und die technologische Vorteile die hier genannt wurden, erklären den Impact, den diese Verbindungen im Bereich erzeugen.

DK 621.397.12

THYRISTOREN MIT TORSPERRUNG VERSUCHSSYSTEM

Silard, A., Koşa, B., Luca, M.: Versuchssystem der Thyristoren mit Torsperrung GTO von mittlerer Leistung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 1, März 1984, S. 35

Die Arbeit stellt eine originelles Versuchssystem für Schaltungsparameter der Thyristoren mit Torsperrung (GTO) von mittlerer Leistung (30 A/1500 V), durchgeführt in IPRS-Băneasa dar. Das Prüfgerät erlaubt die Bestimmung des anodischen Stromes, den man höchst prüfen kann, des Gewinns bei der Torsperrung und der Schaltungszeiten des GTO.

DK 621.382 : 621.372.6 : 621.374.4.

SCHNELLER UBERGANG AUFGESPEICHERTE LADUNG FREQUENZVERVIELFACHER

Müller, Al. u. a.: Frequenzvervielfacherdiode grosser Leistung für Mikrowellen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, März 1984, S. 38

Die Arbeit stellt den Entwurf und die Realisierung einer Vervielfacherdiode „step recovery“ grosser Leistung vor. Idem eine originelle Methode für das Abschätzen der Aufspeicherzeit verwendet wurde, erhielt man ein maximales Verhältnis Aufspeicherzeit/ Übergangszeit. Damit wurde eine sehr hehe Ausbente (16%) auf der 8 Harmonische (4 GHz) eines inzidenten Signals von 4 W bei 500 MHz erzielt.

CONTENTS

DC 621.382

ELECTRONIC COMPONENTS TECHNOLOGIES DEVELOPMENT

Bătrina, I.: Problems and objectives of semiconductor electronic components technologies development.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, march 1984, p. 2

The paper debates the problems of semiconductor electronic components technologies and strategic objectives of CCSIT-S — cooperation.

DC 621.373.7

QUANTIC TRANSPARENCY POTENTIAL BARRIERS

Țugulea, A.: Calculating method for quantic transparency of potential monodimensional barriers.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, march 1984, p. 4

The paper presents a simple and efficient matriceal method for the quantic transparency calculation of potential monobased on the analogy between a rectangular potential barrier and a long, transmission line without losses operating in a harmonic regime. The method is computer adequate, its application bading to essential corrections related to the approximation method W. K. B. mentioned by te specialised literature.

DC 621.384

POWER CONVERSION ENERGY CONVERSION

Teodorescu, I. E.: Tendencies and perspectives in power electronics systems and dispositives development.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, march 1984, p. 10

The paper presents an electric energy conversion evolution, alongside with a synthesis of actual tendencies in power electronics. Several prognoses are evinced in the domaine.

DC 621.396.6 : 538.551

UNIVERSAL ACTIVE FILTER TYPICAL PERFORMANCES HYBRID INTEGRATED CIRCUIT

Popescu, B.: Universal active filter achieved in hybrid technology.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, march 1984, p. 18

An active filter is presented with two multifunctional poles, by means of which quality, resonance frequency and gain can be controlled by means of 3 or 4 external resistences. Achieved with 3 operational amplifiers, the filter has 3 separate outputs for several transfer functions: „up-pass”, low-pass” that is „band pass”. The transfer function „band rejection” can be obtained by adding the „up-pass” and „low-pass” outputs to the supplementary operational amplifier contained by the filter.

DC 621.382.3

MICROWAVE TRANSISTOR INTERDIGITAL GEOMETRY FORCED AGEING

Buiculescu, C.: Microwave power transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, march 1984, p. 22

The paper refers to the design, technology and evaluation of first microwave transistors — TP7110 I and TP 7132-registered at CCSIT-S. The systems are of a new type achieved on silicon, planar epitaxial with double diffusion in a microstrip cell.

DC 621.313 : 534.837

AVALANCHE SYSTEMS VOICE GENERATING SOURCES

Voinigescu, S., Dascălu, D.: Matriceal approaching of noise in avalanche systems.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, march 1984, p. 25

An original model of the main noise generating sources is presented for the avalanche zones.

The case of several probabilities distributions is treated with for the random variables interposing in te noise sources description. The digital exemplification was made for the IMPATT diodes with simple drift.

DC 621.793 : 537.311.4 : 669 : 782

METALLISATION CONTACTING SILICES

Dan, Al. P., Brezeanu, Gh.: Metallie silices in microelectronics.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, march 1984, p. 30

The paper is a synthesis of recent results regarding metallic silices as an alternative to the classical metallizations and contactings in microelectronics. The presented properties and advantages explain the impact they have on the domain.

DC 621.397.12

GATE BLOCKING THYRISTORS TESTING SYSTEM

Silard, A., Koşa, B., Luca, M.: Testing system of gate blocking, medium power GTO thyristors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, march 1984, p. 35

The paper presents and original testing system for the commutation parameters of gate blocking thyristors (GTO) of medium power (30A/1500 V) achieved by IPRS-Băneasa. The tester allows the determination of a maximum controllable anodic current, of the gate blocking gain and of the GTO commutational times.

DC 621.382 : 621.372.6 : 621.374.4

FAST TRANSITION STERED CHARGE FREQUENCY MULTIPLIERS

Müller, Al. a.a.: High power microwave frequency multiplier diode.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 1, march 1984, p. 38

The paper presents the design and manufacturing of a power microwave step recovery multiplier diode. Using an original approach for the switching behaviour of narrow base pin diodes, a maximum storage time to transition time ratio was acquired. A very high efficiency (16%) on the 8th harmonic (4 GHz) of a 4 W, 500 MHz incident signal was obtained.

SOMMAIRE

CD 621.382

COMPOSANTES ÉLECTRONIQUES DEVELOPPEMENTS TECHNOLOGIES

Bătrina, I. : Problèmes et buts du développement des technologies des composants électroniques semiconducteurs.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 1, mars 1984, p. 2

L'ouvrage traite les problèmes du développement des technologies des composants électroniques semiconducteurs et les buts stratégiques des coopérations CCSIT-S.

CD 621.373.7

TRANSPARENCE QUANTIQUE BARRIÈRES DE POTENTIEL

Țugulea, A. : Une méthode de calcul de la transparence quantique des barrières unidimensionnelles de potentiel.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 1, mars 1984, p. 4

L'ouvrage présente une méthode matricielle simple et efficace pour le calcul de la transparence quantique des barrières unidimensionnelles de potentiel, d'une forme quelconque, fondée sur l'analyse entre une barrière rectangulaire de potentiel et une ligne de transmission longue, sans pertes, fonctionnant, en régime harmonique. La méthode est appropriée au traitement assisté par ordinateur et son application dans quelques situations connues a déterminé des connexions essentielles par rapport à la méthode d'approximation W. K. B., reconnue par la littérature de spécialité.

CD 621.384

ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE CONVERSION DE L'ÉNERGIE

Teodorescu, I. E. : Tendances et perspectives dans le développement des dispositifs et des systèmes électroniques de puissance.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 1, mars 1984, p. 10

L'ouvrage présente l'évolution des systèmes électronique de conversion de l'énergie électrique, ainsi qu'une synthèse des directions actuelles de l'électronique de puissance. On met en évidence les principales perspectives et prognoses dans ce domaine.

CD 621.396.6 : 538.551

FILTRE ACTIF UNIVERSEL PERFORMANCES TYPQUES CIRCUIT INTEGRE HYBRIDE

Popescu, B. : Filtre actif universel réalisé en technologie hybride.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 1, mars 1984, p. 18

On présente un filtre actif à 2 pôles, multifonctionnel, à l'aide duquel, en ajoutant 3 ou 4 résistances externes, on peut contrôler aisément le facteur de qualité, la fréquence de résonance et le gain. Réalisé à l'aide de 3 amplificateurs opérationnels, le filtre à trois sorties distinctes pour les fonctions de transfert „passe-haute”, „passe-bas” respectivement „passe-bande”. La fonction de transfert „réjection de bande” peut être employée simplement en additionnant les sorties „passe-haut” et „passe-bas” à l'amplificateur opérationnel supplémentaire contenu dans le filtre.

CD 621.382.3 : 621.37

TRANSISTORS DE MICROONDES GÉOMETRIE INTERDIGITALE VIEILLESSEMENT FORCÉ

Buiculescu, C. ș. a. : Transistors de puissance de microondes.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 1, mars 1984, p. 22

L'ouvrage se rapporte brièvement à la conception, à la technologie et à l'estimation des premiers transistors de microondes TP 7110T et TP 7132 — homologués à CCSIT-S. Les dispositifs sont de type nouveau étant réalisés sur silicium, plans épitaxiaux, à double diffusion, en capsule micro-strip.

CD 621.313 : 534.873

DISPOSITIFS À AVALANCHE SOURCES GÉNÉRATRICES DE BRUIT

Voinigescu, S., Dascălu, D. : Traitement matriciel du bruit dans les dispositifs à avalanche.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 1, mars 1984, p. 25

On présente un modèle original des principales sources génératrices de bruit dans les zones d'avalanche. On traite le cas de plusieurs distributions de probabilité des variables aléatoires qui interviennent dans la description des sources. On donne un exemple numérique pour le cas des diodes IMPATT simple drift.

CD 621.793 : 537.311.4. : 669 : 782

MÉTALLISATION CONTACT SILICIURES

Dan, Al. P., Brezeanu, Gh. : Siliciures métalliques en microélectronique.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 1, mars 1984, p. 30

L'ouvrage constitue une synthèse des résultats récents concernant l'utilisations des siliciures métalliques, en guise d'alternative des métallisations et des contacts classiques en microélectronique. Les propriétés et les avantages technologiques présentés expliquent l'impact que ces composants produisent dans le domaine.

CD 621.397. 12

THYRISTORS A BLOQUAGE SUR PORTE SYSTEME D'ESSAI

Silard, A., Koșă, B., Luca, M. : Système d'essai des thyristors à blocage sur porte GTO de puissance moyenne.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 1, mars 1984, p. 35

L'ouvrage présente un système original d'essai des paramètres de commutation des thyristors à blocage sur porte (GTO) de puissance moyenne (30 A/1500 V), réalisés à IPRS-Băneasa. Le dispositif d'essai permet de déterminer le courant anodique maximum-contrôlable, du gain au blocage sur porte et les temps de commutation des GTO.

CD 621.382 : 621.372.6 : 621.374.4

TRANSITION RAPIDE TEMPS DE STOCKAGE MULTIPLICATEUR DE FREQUENCE

Müller, Al. et au. : Diode multiplicateur, de puissance pour hyperfréquence.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 1, mars 1984, p. 38

L'ouvrage présente la projection et la réalisation d'une diode multiplicateur „step-recovery”, qui permet d'obtenir un signal de 0,5 W à 4 GHz, sur la 8-ème harmonique d'un signal d'approx. 5 W — 500 MHz. En utilisant un modèle original pour le calcul de la commutation des diodes *pin* à base mince, on a obtenu un rapport temps de stockage/temps de transition maximum, ayant comme résultat un rendement supérieur à d'autres dispositifs.

REVISTA „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Mașini-Unelte, Electrotehnică și Electronică apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București,

Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Intreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței Nr. 64—66. P. O. BOX — 2001. Telex 11226



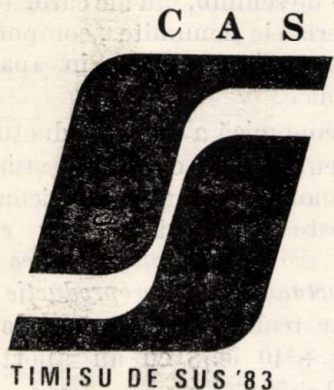
Tiparul: Intreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2008

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 1

Conferința Anuală de Semiconductoare (CAS), ediția a 6-a (1983)



Urmind linia generală a edițiilor precedente, ediția a 6-a a Conferinței Anuale de Semiconductoare (CAS) i-a strins la Timișu-de-Sus pe autorii a 96 lucrări citite cu grijă, selecționate, date înapoi pentru refacere și iarăși selecționate de organizatori. Prin efortul special al managerilor Conferinței și mulțumită răspunsului prompt al autorilor la rigorile sporite de redactare, anul acesta s-a editat, în premieră, volumul tipărit (foto-ofset) „Lucrările Conferinței Anuale de Semiconductoare” conținând rezumatele extinse ale lucrărilor, care a fost pus la dispoziția participanților la deschiderea Conferinței.

Ediția a 6-a a Conferinței a cuprins 10 secțiuni (dintre care una generală și una Poster), dedicate direcțiilor CAS consacrate, inclusiv direcției de optoelectronică, reapărută după doi ani de absență.

Cea mai amplă secțiune — cea de tehnologie, de 22 lucrări — a reflectat frământările din „Platforma siliciului” pentru supraviețuirea cercetării și fabricației de semiconductoare în confruntarea cu criza curentă de materiale pentru uz electronic. După succesul tehnologiei MONOCIP în domeniul proiectării circuitelor integrate liniare, se caută standardizări și tipizări tehnologice la alte clase de dispozitive. Tehnologia P-MOS/Aluminiu exersată mai mulți ani în spațiile CCSIT-S (ICCE), a ajuns acum într-o fază avansată de control ingineresc și standardizare în ambianța dedicată a MICROELECTRONICII. Privită cu oarecare superioritate și neîncredere de utilizatorii noștri — care, ca toți utilizatorii, își dorește „luna de pe cer” — aceasta este, totuși, tehnologia cu care s-a putut ajunge pe lună, în 1969 (Apollo 11)!... În aria dispozitivelor discrete, care încă dețin ponderea dominantă în producția de semiconductoare din țara noastră, lucrările incluse în program au dezvăluit progrese în procesarea structurilor semiconductoare, cu implantarea de ioni cercetată și introdusă în fabricație în toate unitățile Platformei, cu tehnologii originale pentru tensiuni mari și parametri de comutație controlabili. În pas cu cerințele tehnicii, programul acestei ediții a Conferinței a cuprins lucrări de analiză/proiectare asistată de calculator („CAD”), raportate din interiorul și din exteriorul Platformei.

Secțiunea de Microprocesoare a conținut, în exclusivitate, lucrări de aplicații, conform situației de fapt a răspindirii acestora în aplicații de toate felurile, mult peste așteptările inițiale și dincolo de greutățile care se întâmpină în prezent la importarea lor. În ceea ce privește fabricarea lor integrată, aceasta rămâne, în continuare, o dorință a noastră neîmplinită, la peste 11 ani de la lansarea lor în producție pe plan mondial.

Ca și în anii precedenți, la această ediție a Conferinței au fost premiate 12 din lucrările prezentate la CAS-1982, pe baza criteriilor originalității, interesului tehnic și calității de prezentare (v. lista de la p. 46). Felicitându-i pe cercetătorii premiați, Comitetul de organizare le urează succese similare în continuare.

Numărul de față al revistei selecționează 9 din lucrările regulate prezentate la Conferință, selecționate pe baza criteriului combinat al consistenței comunicărilor și al formei de prezentare a manuscriselor pentru publicare la data asamblării materialului (decembrie 1982). De asemenea, revista conține cele trei lucrări invitate prezentate la deschiderea Conferinței și neincluse în volumul „Lucrările CAS”.

Folosesc prilejul acestui editorial de început de an pentru a adresa cititorilor, din timp, invitația de a participa la ediția viitoare, a șaptea, a Conferinței Anuale de Semiconductoare, care va avea loc la Timișu-de-Sus, între 10 și 13 octombrie 1984.

Dr. ing. C. Bulucea

Președintele Comitetului de organizare al CAS-1983

CZ 621.382

COMPONENTE ELECTRONICE
DEZVOLTARE TEHNOLOGII

Probleme și obiective ale dezvoltării tehnologiilor componentelor electronice semiconductoare*

IOAN BĂTRÂNĂ** — BUCUREȘTI

Componentele electronice sînt considerate de proiectanții echipamentelor electronice ca elemente sau module funcționale și constructive ale echipamentelor; sînt urmărite ca produse ale unui intens progres tehnologic care susține o competiție internațională cu performanțe orientate pe aplicații, astfel: *costurile reduse* sînt priorități ale bunurilor de larg consum, *fiabilitatea* — condiție pentru aviație, transporturi, centrale nucleare și automatizări ON-LINE, *consumul de energie electrică* — condiție pentru echipamentele mobile, portabile sau plasate la distanțe mari, *dimensiunile* — importante pentru aviație și calculatoare, *dinamica funcțională* este împărțită în clase pe dinamici ale proceselor deservite.

Nivelul tehnico-economic al tehnologiilor componentelor electronice limitează sau eliberează soluțiile proiectanților de echipamente electronice, pe următoarele direcții permanente de progres:

- creșterea fiabilității echipamentelor;
- reducerea costurilor în fabricația echipamentelor;
- reducerea dimensiunilor echipamentelor;
- creșterea gradului de universalitate;
- creșterea gradului de simplitate funcțională și constructivă;
- creșterea productivității muncii în fabricația de serie;
- creșterea productivității muncii în întreținerea echipamentelor.

Analizînd elementele fundamentale ale dezvoltării tehnologiilor componentelor electronice, bazele teoretice ale funcționării dispozitivelor circuitelor electronice monolitice, bazele fizico-chimice ale proceselor de prelucrare și caracterizare a materialelor semiconductoare, structurile „hardware” și „software” ale utilajelor tehnologice și nivelul calificării specialiștilor domeniului, rezultă necesitatea de a trata tehnologia componentelor electronice ca pe o știință aplicată ce cuprinde totalitatea informațiilor de procesare a structurilor funcționale, de asamblare de încapsulare și a informațiilor de testare.

În cincinalul 1981—1985 cercetarea și ingineria tehnologiilor componentelor electronice semiconductoare sînt mobilizate intens la redu-

cerea importurilor de componente electronice prin proiectări și livrări de produse comandate de beneficiari ale căror echipamente electronice necesită piese de schimb, sau ale căror tehnologii necesită materialele denumite „componente active”, pentru a fi asamblate în aparate sau stații electronice.

Eficiența economică a microproducțiilor organizate în Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare (CCSIT-S) este susținută de un volum de comenzi din economia națională, ce depășește capacitatea actuală de microproducție; microproducția este realizată la un curs de revenire mediu de $30 \div 40$ lei/\$ cu un aport valutar mediu de $20 \div 50$ %.

Integrarea asigurării materialelor și a utilajelor tehnologice cu care se execută componentele semiconductoare este urmărită prin programe de colaborări cu industriile chimică, ușoară, metalurgică și de utilaje mecanice și electronice, care în anul 1985 vor asigura 25 % din valoarea necesară de materiale; în anul 1985 procesele tehnologice principale vor fi asigurate cu utilaje în proporție de 50 % prin specializările internaționale din sistemul CAER.

Rezultatele cercetării CCSIT-S sînt tehnologii de realizare a componentelor semiconductoare ce se pot fabrica în serie în unitățile platformei industriale Băneasa; în anul 1983 catalogul microproducției CCSIT-S conține 274 tipuri de componente semiconductoare din 5 familii: diode, tranzistoare, circuite integrate logice, circuite integrate liniare și dispozitive optoelectronice, ce se realizează în condiții de calitate AQ III cu valori ale MTTF pînă la $2 \cdot 10^6$ ore ($\lambda = 5 \cdot 10^{-7} \text{ h}^{-1}$).

Programele speciale pentru energetică, pentru informatică, pentru transporturi terestre, aeriene și navale, pentru agricultură și alimentație, și pentru exportul de mașini mecanice, electrotehnice și electronice, solicită componente semiconductoare în 234 clase tehnologice, dintre care în anul 1983 platforma Băneasa fabrică 149 clase tehnologice; cooperările internaționale practicate de țările membre ale CAER pentru asigurarea bazei de componente electronice, funcționează numai prin schimburi comerciale echilibrate deoarece fabricațiile de componente electronice din toate țările folosesc importuri

* Lucrare invitată, prezentată la a 6-a ediție a CAS-ICCE, octombrie 1983.

** Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

reziduale de materiale, de subansamble și de utilaje ce se fabrică eficient la puțini producători care asigură randamente competitive în tehnologiile componentelor electronice.

Acest efort tehnologic mondial antrenează în mod conștient atât țările cu puteri industriale mari cât și pe cele mici care își propun să participe cu eficiență pozitivă la schimburile comerciale.

Criza mondială a energiei și materiilor prime a produs mutații financiare și umane pe problemele tehnologice ale optimizărilor automate, ale cibernetizării celor mai complexe procese tehnice, economice, educaționale și sociale, ale căror soluții se găsesc în tehnologiile dispozitivelor semiconductoare, forțând *integrarea în plăchetele de siliciu a funcțiilor din ce în ce mai complexe ale inteligenței umane*. Astfel, progresul tehnologic în domeniul componentelor electronice continuă și pe durata recesiunilor economice, subvenționat fiind de bugete naționale și militare, prin programe de dezvoltare prioritară.

Adoptarea unor tipizări și standardizări internaționale ale componentelor electronice și circulația relativ ușoară a informațiilor de procese tehnologice și de dispozitive utilizate în producțiile de serie ale tuturor țărilor, permit transmiteri de secrete funcționale sau tehnologice ale unor instalații electronice cu utilizări de importanță deosebită, din cauza cărora *se practică politici de embargo asupra componentelor semiconductoare profesionale* din clasele de fiabilitate PI, PII, PIII... folosite în centrale nucleare, aviație, marină, metrou și în automatizări ON-LINE; instalațiile electronice ale acestor aplicații asigură competitivitatea tehnico-economică în schimburile comerciale de echipamente complexe.

Cooperarea și specializarea în cadrul CAER dezvoltă tehnologii integrate și produse pe standarde și norme constructive proprii, cu implicații importante în domeniul componentelor electronice; exemplul cel mai organizat este cooperarea țărilor CAER în domeniul informaticii, pentru care se concentrează resursele tehnologice pe *realizarea circuitelor integrate și a dispozitivelor optoelectronice, asigurându-se pînă în anul 1990 necesarul țărilor din CAER prin schimburi echilibrate*. La aceste principii a aderat și industria noastră de componente electronice, atât din considerentele politicii naționale de independență, cât și datorită condițiilor embargoului întărit al SUA asupra tehnologiilor electronice.

Conștienți de decalajul ce există între unele tehnologii electronice ale țărilor CAER și tehnologiile electronice existente în SUA sau Japonia, *integrarea capacităților noastre de producție și cercetare de componente în cooperarea internațională CAER, este necesară din considerente strategice ale politicii dezvoltării indus-*

triei de „mașini exportabile” acordînd prioritate „aportului valutar” ca indicator de eficiență a exportului.

Dotarea laboratoarelor de cercetare, specializările oamenilor și practica microproducției din ultimii 10 ani, au indus o capacitate de proiectare de utilaje tehnologice care pot fi oferite la export în cadrul specializărilor internaționale; această capacitate se organizează în cadrul CCSIT-S pentru *testoare și camere albe* și în cadrul altor unități de cercetare ale MIMUEE cum sînt CCSIT-MFS și ICSIT-TITAN pentru lucrări de mecanică fină și pentru mașini unelte prelucrătoare, unități care vor coordona colaborări internaționale pentru *asigurarea cu utilaje a progresului tehnologic necesar circuitelor integrate ce vor avea elemente submicronice realizate pe plăchete de siliciu cu diametre pînă la 125 mm*. Obiectivul acestor colaborări internaționale este programat astfel, *ca din anul 1988 să asigure linii tehnologice modulare care vor consuma materii prime și semifabricate produse în țările colaboratoare*.

Evoluția componentelor electronice semiconductoare de la *dispozitive discrete* la *circuite cu funcții simple* integrate într-o structură de siliciu și în prezent la *circuite cu funcții complexe* integrate în structuri monolitice de siliciu, este marcată de schimbarea radicală a purtătorilor de informații tehnologice; dispozitivele semiconductoare discrete au proliferat prin *documentații tehnologice*, circuitele integrate simple prin *specialiștii tehnologi și proiectanți*, iar *tehnologiile circuitelor integrate complexe nu pot fi transmise fără utilaje*. Sînt utilaje automatizate din motive tehnice în primul rînd, care realizează elemente constructive submicronice, corelează parametrii fizico-chimici cu precizii moleculare și asigură produse cu varietate foarte mare de funcții. Structurile „hardware” și „software” ale utilajelor tehnologice necesare fabricării circuitelor integrate „LSI” și „VLSI” sînt neutilizabile fără *programele specifice fiecărei funcții de circuit electronic sau fiecărui proces de prelucrare a structurilor de siliciu, sau, cu alte cuvinte, achiziționarea unui utilaj tehnologic împreună cu documentația sa de exploatare, reprezintă doar 20÷50 % din valoarea sa de întrebuințare*.

Cercetarea și proiectarea de utilaje tehnologice complexe s-a organizat pe *structura colectivelor de cercetare a proceselor tehnologice deservite de utilaje*, valorificînd direct experiența acumulată în exploatarea unor modele de referință și optimizînd modelele funcționale de utilaje cu ajutorul microcalculatoarelor.

Cercetarea de *circuite integrate logice sau liniare se bazează pe tipizări funcționale și pe norme tehnologice omologate*, pentru a reduce timpul de elaborare a unui circuit electronic monolitic solicitat de proiectanții de echipamente electronice; tehnologia MONOCIP pen-

pentru circuitele logice asigură prototipuri de circuite monolitice în 1 ÷ 2 luni de la predarea modelului realizat cu componente discrete.

Obiectivul strategic al cooperărilor CCSIT-S cu proiectanții și cercetătorii echipamentelor electronice viabile în deceniul 1990–2000, este formarea unei școli noi de proiectanți de sisteme electronice ale căror optimizări să fie determinate de criterii tehnico-economice specifice aplicațiilor, cu restricții funcționale și tehnologice reale.

Problemele curente de asigurare a bazei materiale pentru fabricațiile de echipamente electronice și problemele de investiții pentru asigurarea capacităților de producție ale componentelor electronice au fost corelate în cincinalele trecute cu decalaje de 4 ÷ 5 ani, între care s-au creat fie stocuri de componente încă nesolicitate de producțiile de aparate, fie goluri în asigurările cu componente pentru produsele noi ale fabricanților de aparate electronice. Acest decalaj a rezultat din modul în care s-au dezvoltat producțiile noi de aparate electronice de la un cincinal la altul, mod bazat pe dezvoltări de produse noi fără continuitate tehnologică.

Pentru ca utilizatorii de componente să dispună de o bază de componente cu avans tehnologic față de producția de mare serie ce se organizează mai greu, s-a creat prin capacitatea de microproducție a CCSIT-S o valori-

ficare mai rapidă a cercetărilor proprii de componente asigurându-se totodată, modele de componente noi achiziționate din baze ale partenerilor din țări colaboratoare.

Condițiile tehnologice necesare asigurării componentelor profesionale la nivelul standardului PI ($\lambda = 5 \cdot 10^{-7} h^{-1}$), vor fi realizate prin dotări și autodotări în anii 1984 și 1985 pentru o capacitate suplimentară de microproducție.

Tehnologiile pentru asigurarea nivelului de calitate PII ($\lambda = 5 \cdot 10^{-8} h^{-1}$) necesită utilități speciale pentru o capacitate nouă de producție ce va fi un obiectiv nou al cincinalului 1986–1990.

Reducerea continuă a importurilor reziduale din industria produselor electrotehnice și electronice a căror condiție principală este competitivitatea la export, obligă la dezvoltarea continuă a tehnologiilor componentelor electronice semiconductoare, chiar în condițiile unui decalaj tehnologic față de țările cu puteri industriale mari și la integrarea capacităților de cercetare și producție din platforma industrială Băneasa în cooperarea și specializarea internațională.

Aceste probleme ale tehnologiilor componentelor electronice, ale căror soluții se verifică și se actualizează la intervale de maximum 3 ani, se intercondiționează în ansamblul unei economii naționale și chiar în ansamblul economiei mondiale, reflectând capacități politice și științifice de susținere a progresului tehnic general.

CZ 621.373.7

TRANSPARENTĂ CUANTICĂ
BARIERE DE POTENȚIAL

O metodă de calcul al transparenței cuantice a barierelor unidimensionale de potențial*

ANDREI ȚUGULEA** — BUCUREȘTI

Introducere

Trecerea microobiectivelor prin bariere de potențial prezintă interes în numeroase aplicații [1]. În diferitele joncțiuni ale dispozitivelor semiconductoare, în primă aproximație se consideră mișcarea unidimensională staționară a purtătorilor de sarcină guvernată de ecuația unidimensională staționară a lui Schrödinger [2]:

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} + k^2\psi = 0, \quad (1)$$

$$k^2 = \frac{2m}{\hbar^2} [W - V(x)], \quad (2)$$

în care:

- m este masa microparticulei;
- W — energia totală a microparticulei;
- $V(x)$ — energia potențială a microparticulei;
- $\hbar$ — constanta lui Planck.

Dacă $V(x)$ e nenulă pe un interval finit al axei Ox (fig. 1) și ia valori superioare energiei W se spune că ea constituie o barieră de potențial [2].

Spre deosebire de mecanica clasică, în mecanica cuantică există o probabilitate nenulă de a găsi microparticula și dincolo de bariera

* Lucrare invitată, prezentată la cea de a 6-a ediție a Conferinței Anuale de Semiconductoare a ICCE, Timișu-de-Sus, 6-8 octombrie 1983.

** Institutul politehnic — București.

de potențial. Aprecierea cantitativă a acestei posibilități, care se numește și efectul tunel, se definește prin transparența cuantică a barierei [2]:

$$T = \frac{k_r |\Psi_r|^2}{k_i |\Psi_i|^2}, \quad (3)$$

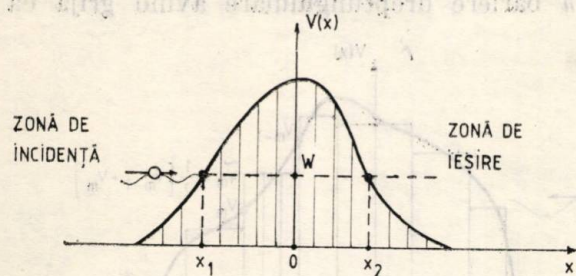


Fig. 1

în care:

- Ψ_i este funcția de undă din zona de incidență;
- Ψ_r — funcția de undă din zona de ieșire;
- k_r și k_i — parametri k , o relația (2) din cele două zone.

Dacă bariera are extensie spațială finită și funcția de undă incidentă se normalizează la unitate, adică dacă $k_r = k_i$ și $|\Psi_i| = 1$, se obține:

$$T = |\Psi_r|^2, \quad (4)$$

relație care arată că determinarea transparenței necesită cunoașterea funcției de undă din zona de dincolo de barieră (zona de ieșire). Pentru bariere simple de forme dreptunghiulare, triunghiulare, trapezoidale și alte funcții simple, aceste funcții se determină relativ simplu prin integrarea analitică a ecuației lui Schrödinger [1, 2, 3, 4]. În cazurile mai complicate se aplică metoda aproximării cuasiclasică W. K. B. — Wentzel-Kramers-Brillouin, folosindu-se relația de aproximație [1, 2, 3]:

$$T = \exp \left\{ -\frac{2}{\hbar} \int_{x_1}^{x_2} \sqrt{2m[V(x) - W]} dx \right\}, \quad (5)$$

x_1 și x_2 fiind abscisele de întoarcere „clasice” a microparticulei definite de relațiile (fig. 1):

$$V(x_1) = V(x_2) = W. \quad (6)$$

Metoda dă rezultate mulțumitoare pentru potențiale suficient de lent variabile. Aprecierea erorii necesită totuși integrarea ecuației lui Schrödinger [1].

În cele ce urmează se propune a metodă generală de calcul al transparenței sugerată de teoria liniilor electrice lungi [5] și de teoria cuplării cuadripolilor în cascadă. Ea se folosește cu succes la calculul transparenței barierei optice [6].

1. Analogia dintre o barieră dreptunghiulară de potențial și o linie lungă omogenă

Se consideră o barieră dreptunghiulară de extensie d și înălțime V_0 (fig. 2). Ecuația lui Schrödinger pentru interiorul barierei este:

$$\frac{d^2 \Psi}{dx^2} + k_0^2 \Psi = 0. \quad (7)$$

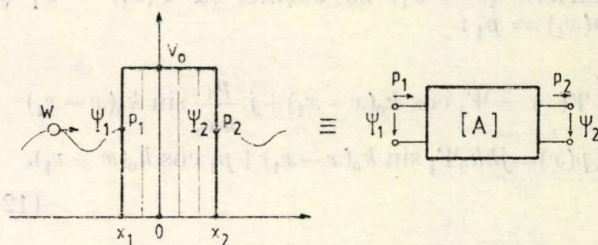


Fig. 2

Se introduce funcțiunea:

$$p(x) = -j\hbar \frac{d\Psi}{dx}, \quad (8)$$

care intervine în determinarea impulsului [1, 2, 3, 4].

Ecuațiile (7) și (8) se pot transcrie:

$$\begin{cases} -\frac{d\Psi}{dx} = \frac{1}{j\hbar} p(x) \\ -\frac{dp}{dx} = j\hbar k_0^2 \Psi(x). \end{cases} \quad (9)$$

Ele sînt analoge ecuațiilor unei lungi linii fără pierderi funcționind în regim armonic:

$$\begin{cases} -\frac{dU}{dx} = j\omega LI \\ -\frac{dI}{dx} = j\omega CU \end{cases} \quad (10)$$

generînd următorul tabel de analogii:

Bariera de potențial		Linia lungă
$\Psi(x)$	$\leftrightarrow$	$U(x)$
$p(x)$	$\leftrightarrow$	$I(x)$
$-\frac{1}{\hbar^2 k_0^2}$	$\leftrightarrow$	$z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$

Oricărui tronson de linie lungă îi corespunde un cuadripol echivalent. Un astfel de cua-

dripol se poate asocia și barierei de potențial. Integrând ecuația lui Schrödinger se obține:

$$\begin{cases} \Psi(x) = A \cos k_0(x - x_1) + B \sin k_0(x - x_1) \\ p(x) = j\hbar k_0 A \sin k_0(x - x_1) - j\hbar k_0 B \cos k_0(x - x_1). \end{cases} \quad (11)$$

Impunând condițiile la limită la intrarea în barieră ($x = x_1$) se obține, cu $\Psi(x_1) = \Psi_1$ și $p(x_1) = p_1$:

$$\begin{cases} \Psi(x) = \Psi_1 \cos k_0(x - x_1) + j \frac{p_1}{\hbar k_0} \sin k_0(x - x_1) \\ p(x) = j\hbar k_0 \Psi_1 \sin k_0(x - x_1) + p_1 \cos k_0(x - x_1). \end{cases} \quad (12)$$

Valorile acestor funcțiuni la ieșirea din barieră, $x = x_2$ cu $x_2 - x_1 = d$ rezultă:

$$\begin{cases} \Psi(x_2) = \Psi_2 = \Psi_1 \cos k_0 d + j \frac{p_1}{\hbar k_0} \sin k_0 d \\ p(x_2) = p_2 = j\hbar k_0 \Psi_1 \sin k_0 d + p_1 \cos k_0 d, \end{cases} \quad (13)$$

relație care poate fi transcrisă matriceal:

$$\begin{bmatrix} \Psi_2 \\ p_2 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ p_1 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

unde:

$$\begin{aligned} [A] &= \begin{bmatrix} A_{11} & \frac{j}{\hbar} A_{12} \\ j\hbar A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \equiv \\ &\equiv \begin{bmatrix} \cos k_0 d & \frac{j}{\hbar} \frac{\sin k_0 d}{k_0} \\ j\hbar k_0 \sin k_0 d & \cos k_0 d \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (15)$$

Se observă că determinantul matricei este unitar fapt care indică reciprocitatea cuadripolului echivalent, iar egalitatea $A_{11} = A_{22}$ indică simetria lui.

Inversarea matricei $[A]$ permite stabilirea relațiilor dintre intrări și ieșiri:

$$\begin{bmatrix} \Psi_1 \\ p_1 \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} \Psi_2 \\ p_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{22} & -\frac{j}{\hbar} A_{12} \\ -j\hbar A_{21} & A_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_2 \\ p_2 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Se va numi $[A]$ matrice de transfer a barierei deoarece ea permite transferul valorilor mărimilor de intrare la ieșire și reciproc.

2. Calculul transparenței unei bariere oarecare de potențial aproximată printr-o succesiune de bariere dreptunghiulare

Se consideră bariera de potențial din figura (3) care se aproximează printr-o succesiune de n bariere dreptunghiulare având grijă ca

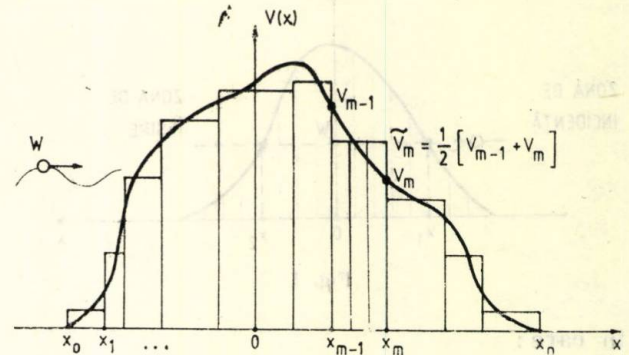


Fig. 3

punctele de diviziune $x_0, \dots, x_n$ să coincidă și cu eventualele ei puncte de discontinuitate. Fie bariera m care ocupă intervalul (x_{m-1}, x_m) având înălțimea medie:

$$\tilde{V}_m = \frac{V_{m-1} + V_m}{2}, \quad (17)$$

și:

$$k_m^2 = \frac{2m}{\hbar^2} [W - \tilde{V}_m]. \quad (18)$$

Conform celor arătate în paragraful precedent:

$$\begin{bmatrix} \Psi_m \\ p_m \end{bmatrix} = [A_m] \begin{bmatrix} \Psi_{m-1} \\ p_{m-1} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

unde:

$$[A_m] = \begin{bmatrix} \cos k_m d_m & \frac{j}{\hbar} \frac{\sin k_m d_m}{k_m} \\ j\hbar k_m \sin k_m d_m & \cos k_m d_m \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Dar, în virtutea continuității funcției de undă și a derivatei ei la trecerea prin frontierele barierei de potențial [2] avem:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{m-1} \\ p_{m-1} \end{bmatrix} = [A_{m-1}] \begin{bmatrix} \Psi_{m-2} \\ p_{m-2} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Considerind funcțiile la intrarea în barieră Ψ_0 și p_0 și la ieșirea din aceasta Ψ_n și p_n se obține, prin substituiri succesive:

$$\begin{bmatrix} \Psi_n \\ p_n \end{bmatrix} = [A_n] \cdot [A_{n-1}] \cdot [A_1] \begin{bmatrix} \Psi_0 \\ p_0 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

unde :

$$[A] = [A_n] \cdot [A_{n-1}] \dots [A_1] \equiv \begin{bmatrix} A_{11} & \frac{j}{\hbar} A_{12} \\ j\hbar A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

este matricea de transfer rezultantă a întregii bariere. Se poate arăta că determinantul ei e unitar dar că în general A_{11} este diferit de A_{22} dacă barierea nu este simetrică. Analog, se calculează matricea de transfer a unui cuadripol echivalent format din n cuadripoli legați în cascade [7].

Admițind că în zona de incidență există și undă reflectată, iar în zona de ieșire numai undă directă avem :

$$\begin{cases} \Psi_{n+1}(x) = D e^{jk_{n+1}(x-x_n)} \\ \Psi_0(x) = e^{jk_0(x-x_0)} + C e^{-jk_0(x-x_0)}. \end{cases} \quad (24)$$

Observind că :

$$\Psi_{n+1}(x_n) = D = \Psi_n \text{ și } \Psi_0(x_0) = \Psi_0 = 1 + C$$

și aplicind ecuațiile de transfer (16) obținem :

$$\begin{cases} D = A_{11}(1 + C) + jk_0 A_{12}(1 - C) \\ -jk_{n+1} D = A_{21}(1 + C) - jk_0 A_{22}(1 - C). \end{cases} \quad (25)$$

Din care se obține :

$$\begin{cases} D = \frac{2}{\left(A_{22} + A_{11} \frac{k_{n+1}}{k_0}\right) - j \left(\frac{A_{21}}{k_0} + A_{12} k_{n+1}\right)} \\ C = \frac{\left(A_{22} - A_{11} \frac{k_{n+1}}{k_0}\right) + j \left(\frac{A_{21}}{k_0} - A_{12} k_{n+1}\right)}{\left(A_{22} + A_{11} \frac{k_{n+1}}{k_0}\right) - j \left(\frac{A_{21}}{k_0} + A_{12} k_{n+1}\right)}. \end{cases} \quad (26)$$

Conform definiției, transparența barierei va fi :

$$\begin{aligned} T &= \frac{k_{n+1}}{k_0} |D|^2 = \\ &= \frac{4k_0 k_{n+1}}{(k_0 A_{22} + k_{n+1} A_{11})^2 + (A_{21} + k_0 k_{n+1} A_{12})^2}, \end{aligned} \quad (27)$$

iar coeficientul de reflexie sau reflectanța :

$$\begin{aligned} R &= |C|^2 = \\ &= \frac{(k_0 A_{22} - k_{n+1} A_{11})^2 + (A_{21} - k_0 k_{n+1} A_{12})^2}{(k_0 A_{22} + k_{n+1} A_{11})^2 + (A_{21} + k_0 k_{n+1} A_{12})^2}. \end{aligned} \quad (28)$$

Se verifică imediat [2] :

$$1 = R + T. \quad (29)$$

Dacă de ambele părți ale barierei de potențial, $V(x)$ e constant și egal (de obicei nul) atunci $k_0 = k_{n+1}$ și se obține :

$$T = \frac{4k_0^2}{k_0^2(A_{22} + A_{11})^2 + (A_{21} + k_0 A_{12})^2}. \quad (30)$$

Pentru o barieră dreptunghiulară de lățime d și înălțime V_0 se obține formula clasică [2] :

$$T = \frac{4k_0^2 k^2}{(k_0^2 - k^2) \sin^2 kd + 4k_0^2 k^2}, \quad (31)$$

unde :

$$k_0 = \sqrt{\frac{2mW}{\hbar^2}} \quad k^2 = \sqrt{\frac{2m}{\hbar^2} (W - V_0)}.$$

3. Generalizarea metodei

Se consideră un tronson de barieră aproximată printr-o funcțiune $V_m(x)$ pe intervalul $x \in (x_{m-1}, x_m)$. Ecuația lui Schrödinger pentru acest interval va fi :

$$\frac{d^2 \Psi_m}{dx^2} + \frac{2m}{\hbar^2} [W - V_m(x)] \Psi_m = 0. \quad (32)$$

Fie $f(x)$ și $g(x)$ două soluții liniar independente ale acestei ecuații. Aceasta înseamnă că Wronskianul lor e diferit de zero :

$$Wr[f, g] = f(x)g'(x) - f'(x)g(x) \neq 0. \quad (33)$$

Se demonstrează [8] că în cazul ecuației (32) Wronskianul e constant pe întregul interval, funcțiunile $f(x)$ și $g(x)$ putînd fi normate astfel ca :

$$Wr[f, g] = 1. \quad (34)$$

Soluția generală a ecuației va fi evident :

$$\Psi_m(x) = Af(x) + Bg(x), \quad (35)$$

iar ecuațiile barierei se vor scrie :

$$\begin{cases} \Psi_m(x) = Af(x) + Bg(x) \\ \frac{j p_m(x)}{\hbar} = Af'(x) + Bg'(x). \end{cases} \quad (36)$$

Impunînd condițiile la intrare : $\Psi_m(x_{m-1}) = \Psi_{m-1}$, $p_m(x_{m-1}) = p_{m-1}$ se obțin constantele A și B , determinantul sistemului fiind chiar Wronskianul.

Se obține :

$$A = \begin{bmatrix} \Psi_{m-1} & g(x_{m-1}) \\ \frac{j}{\hbar} p_{m-1} & g'(x_{m-1}) \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} f(x_{m-1}) & \Psi_{m-1} \\ g'(x_{m-1}) & \frac{j}{\hbar} p_{m-1} \end{bmatrix}. \quad (37)$$

Substituind aceste relații în ecuațiile (36) ale barierei se obține :

$$\begin{cases} \Psi_m(x) = \Psi_{m-1}[f(x)g'(x_{m-1}) - f'(x_{m-1})g(x)] + \\ + \frac{j}{\hbar} p_{m-1}[-f(x)g(x_{m-1}) + f(x_{m-1})g(x)] \\ p_m(x) = j\hbar\Psi_{m-1}[-f'(x)g'(x_{m-1}) + f'(x_{m-1})g'(x)] + \\ + p_{m-1}[-f'(x)g(x_{m-1}) + g'(x)f(x_{m-1})]. \end{cases} \quad (38)$$

Făcînd $x = x_m$ și notînd $\Psi_m(x_m) = \Psi_m$ și $p_m(x_m) = p_m$ obținem ecuațiile de transfer :

$$\begin{bmatrix} \Psi_m \\ p_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(m)} & \frac{j}{\hbar} A_{12}^{(m)} \\ j\hbar A_{21}^{(m)} & A_{22}^{(m)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{m-1} \\ p_{m-1} \end{bmatrix}, \quad (39)$$

în care :

$$\begin{cases} A_{11}^{(m)} = f(x_m)g'(x_{m-1}) - f'(x_{m-1})g(x_m) \\ A_{12}^{(m)} = f(x_{m-1})g(x_m) - f(x_m)g(x_{m-1}) \\ A_{21}^{(m)} = f'(x_{m-1})g'(x_m) - f'(x_m)g'(x_{m-1}) \\ A_{22}^{(m)} = f(x_{m-1})g'(x_m)f'(x_m)g(x_{m-1}). \end{cases} \quad (40)$$

Un calcul elementar arată că determinantul matricei de transfer este unitar :

$$A_{11}^{(m)} \cdot A_{22}^{(m)} + A_{12}^{(m)} A_{21}^{(m)} = 1. \quad (41)$$

Acest lucru se poate demonstra fără nici un fel de calcul observînd că parantezele din ecuațiile barierei (38) sînt de asemenea soluții liniar independente ale ecuației lui Schrödinger :

$$\begin{cases} F(x) = f(x)g'(x_{m-1}) - g(x)f'(x_{m-1}) \\ G(x) = -f(x)g(x_{m-1}) + g(x)f(x_{m-1}). \end{cases} \quad (42)$$

Cu ajutorul lor ecuațiile barierei se scriu :

$$\begin{cases} \Psi_m(x) = \Psi_{m-1}F(x) + \frac{j}{\hbar} p_{m-1} G(x) \\ p_m(x) = j\hbar\Psi_{m-1}F'(x) + p_{m-1}G'(x). \end{cases} \quad (43)$$

S-a văzut însă că :

$$Wr[f, g] = 1 = Wr[F, G],$$

deoarece este independent de x .

Se observă însă că spre deosebire de soluțiile $f(x)$, $g(x)$, soluțiile $F(x)$ și $G(x)$ au următoarele proprietăți remarcabile :

$$\begin{cases} F(x_{m-1}) = Wr[f(x_{m-1}), g(x_{m-1})] = 1 \\ G(x_{m-1}) = 0 \\ F'(x_{m-1}) = 0 \\ G'(x_{m-1}) = Wr[f(x_{m-1}), g(x_{m-1})] = 1. \end{cases} \quad (44)$$

Aceste relații amintesc condițiile pe care le satisfac funcțiile $\cos(x - x_{m-1})$ și $\sin(x - x_{m-1})$, la intrarea în bariera de potențial dreptunghiular.

Cu noile funcțiuni, elementele matricei de transfer vor fi :

$$\begin{cases} A_{11}^{(m)} = F(x_m) & A_{12}^{(m)} = G(x_m) \\ A_{21}^{(m)} = F'(x_m) & A_{22}^{(m)} = G'(x_m). \end{cases} \quad (45)$$

Calculul transparenței se face cu formula generală a transparenței (30) după determinarea matricei de transfer rezultante (23). Pentru ca funcțiunile $F(x)$ și $G(x)$ să aibă expresii analitice este necesar să se aproximeze potențialul $V(x)$ pe intervalul (x_{m-1}, x_m) printr-o funcțiune $V_m(x)$ care să permită exprimarea soluției ecuației lui Schrödinger prin funcții definite analitic. Cazul aproximării prin dreptunghiuri este un astfel de exemplu.

4. Aproximarea prin trapeze

O aproximare mai bună decît cea prin dreptunghiuri este aproximarea liniară pe porțiuni

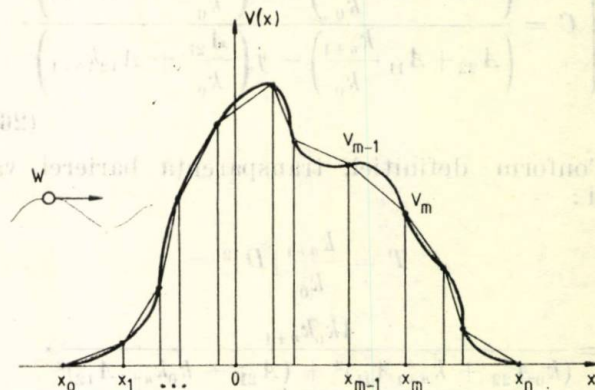


Fig. 4

prin trapeze (fig. 4). În acest caz funcția de aproximare se exprimă :

$$\begin{cases} V_m(x) = \frac{V_m - V_{m-1}}{d_m} (x - x_{m-1}) + V_{m-1} \equiv a(x - x_{m-1}) + b_m \\ d_m = x_m - x_{m-1}. \end{cases} \quad (46)$$

Introducând aceste funcții în ecuația lui Schrödinger și făcând schimbarea de variabilă :

$$\xi = \left[(x - x_m) + \frac{b_m - W}{a_m} \right] \left[\frac{2m a_m}{\hbar^2} \right]^{1/3} = \alpha_m x + \beta_m, \quad (47)$$

se obține ecuația :

$$\frac{d^2 \Psi_m}{d\xi^2} - \xi \Psi_m = 0,$$

ale cărei soluții liniar independente sînt funcțiunile Airy [9], $A_i(\xi)$ și $B_i(\xi)$ ale căror Wronskian este [9] :

$$W[A_i(\xi), B_i(\xi)] = \frac{1}{\pi}. \quad (48)$$

Introducînd funcțiile :

$$F(\xi) = \pi[A_i(\xi)B'_i(\xi_{m-1}) - B_i(\xi)A'_i(\xi_{m-1})], \quad (49)$$

$$G(\xi) = -\pi[A_i(\xi)B_i(\xi_{m-1}) - B_i(\xi)A_i(\xi_{m-1})],$$

se obțin ecuațiile barierei sub forma :

$$\Psi_m(\xi) = \Psi_{m-1}F(\xi) + \frac{j}{\hbar} p_{m-1}G(\xi),$$

$$p_m(\xi) = j\hbar\Psi_{m-1}F'(\xi) + p_{m-1}G'(\xi).$$

Elementele matricei de transfer se obțin făcînd :

$$x = x_m \rightarrow \xi = \xi_m,$$

$$A_{11}^{(m)} = F(\xi_m); \quad A_{22}^{(m)} = G(\xi_m); \quad A_{21}^{(m)} = F'(\xi_m); \quad (50)$$

$$A_{12}^{(m)} = G'(\xi_m).$$

Evident :

$$A_{11}^{(m)} A_{22}^{(m)} + A_{12}^{(m)} A_{21}^{(m)} = 1.$$

Cu aceste elemente se poate calcula transparența tronsonului de barieră. Stabilind matricele de transfer pentru toate tronsoanele componente se obține matricea de transfer rezultantă :

$$[A] = [A^{(n)}] \cdot [A^{(n-1)}] \cdots [A^{(1)}], \quad (51)$$

cu ale cărei elemente se calculează transparența întregii bariere. Ecuația lui Schrödinger admite soluții analitice și pentru alte funcții de aproximare $V_m(x)$, de exemplu, exponențiale sau hiperbole, dar e mai mult decît probabil că aproximări mai fine decît cele prin trapeze nu sînt necesare.

5. Aplicații

Se consideră bariera în scară din figura 5 și o particulă de energie $W = V_0$. În acest caz :

$$k_1 = k_3 = 0 \text{ și } k_2 = j \sqrt{\frac{2mV_0}{\hbar^2}} = jk.$$

Rezultă :

$$[A_1] = [A_3] = [1]$$

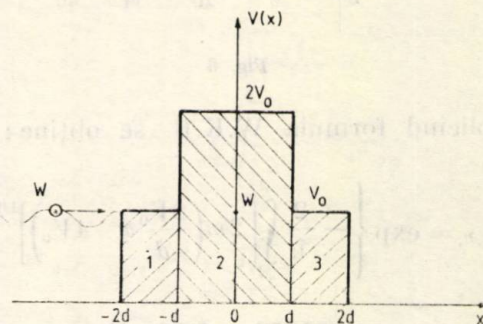


Fig. 5

și :

$$[A] = [A_2] = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} 2kd & \frac{j}{kh} \operatorname{sh} 2kd \\ -jk\hbar \operatorname{sh} 2kd & \operatorname{ch} 2kd \end{bmatrix}.$$

Transparența calculată exact, deoarece bariera e chiar o succesiune de dreptunghiuri, va fi :

$$T = \frac{1}{\operatorname{ch}^2 2kd} = 4 e^{-4kd} \frac{1}{(1 + e^{-4kd})}.$$

Aplicînd metoda W.K.B. se obține :

$$T_{W.K.B.} \simeq \exp \left[-\frac{2}{\hbar} \int_{-d}^{+d} \sqrt{2mV_0} dx \right] = e^{-4kd}.$$

Se observă că dacă $e^{-4kd} \ll 1$ atunci eroarea de calcul cu metoda cuasiclasică este de ($\sim 300\%$).

Se consideră bariera triunghiulară din figura 6 care se aproximează prin patru bariere dreptunghiulare.

Aplicînd procedeul de mai sus se obține :

$$T \sim 0,3345.$$

Transparența se poate calcula exact folosind aproximarea prin trapeze obținîndu-se :

$$T = 0,3298.$$

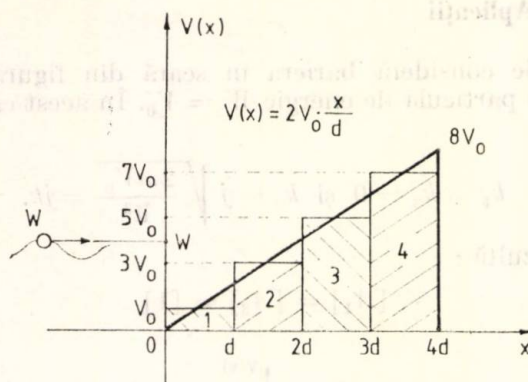


Fig. 6

Aplicând formula W.K.B. se obține:

$$T_{W.K.B.} = \exp \left\{ -\frac{2}{\hbar} \int_{2d}^d \left[2m \left(\frac{2V_0}{d}x - 4V_0 \right) \right]^{1/2} dx \right\} = 0,1872 = 0,568 T.$$

S-a considerat:

$$k_0 d = \sqrt{\frac{2mV_0}{\hbar^2}} \quad d = \frac{\pi}{10}.$$

Se observă că din nou metoda W.K.B. dă un rezultat mult inferior celui real, în timp ce aproximarea prin dreptunghiuri dă o eroare de ordinul procentului.

6. Concluzii

Determinările transparenței cuantice a barierelor unidimensionale de potențial de formă

oarecare se pot face sistematic divizând suficient de fin bariera în tronsoane dreptunghiulare, trapezoidale sau de alte forme și calculând matricea de transfer.

Realizarea unor programe generale de calcul nu prezintă dificultăți, în special când aproximarea se face în scară. Aplicațiile efectuate arată că metoda W.K.B. dă corect cel mult ordinul de mărime, în timp ce metoda propusă poate conduce la erori de ordinul procentelor. Acest fapt a fost observat și din compararea rezultatelor teoretice și a celor experimentale, în cazul autoemisie electronice [3] fiind atribuit rugozității suprafeței emise. Studiul efectuat în prezenta lucrare arată că rugozitatea explică numai parțial fenomenul deoarece metoda W.K.B. poate da erori de ordinul sutelor de procente. Pentru structuri microelectronice multistrat în care formele barierelor de potențial pot fi foarte variate [10], metoda propusă se poate dovedi singura eficientă.

Bibliografie

- [1] Landau, L., Lifșic, E. Kvantovaia mehanika pI OGIZ 1948.
- [2] Messiah, A. Mecanica cuantică Vol. I Ed. St. 1973.
- [3] Bohm, D. Quantum theory N-Y 1952.
- [4] Mott, N. F., Sneddon, I. N. Wave mechanics and its applications, New York, 1948.
- [5] Simonyi, K. Physikalische Elektronik. Budapest 1972.
- [6] Born, M., Wolf, E. Principles of Optics. Pergamon Press 1964.
- [7] Răduleț, R. Bazele electrotehnicii. Probleme Vol. II București, E. D. P. 1975.
- [8] Kamke, E. Differential gleichungen 1944.
- [9] x x x — Handbook of Mathematical Functions National Bureau of Standards — Washington DC 1966.
- [10] Țugulea, A., Dascălu, D. Efectul forței — imagine în sistemul metal-izolant-semiconductor. Comunicare la Conferința Anuală de Semiconductoare CAS/ICCE — 1983 octombrie.

CZ 621.384.

ELECTRONICA DE PUTERE
CONVERSIA ENERGIEI

Tendințe și perspective în dezvoltarea dispozitivelor și sistemelor electronice de putere

IOAN E. TEODORESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

În ultimii câțiva ani asistăm, simultan cu dezvoltarea microelectronicii — și într-un ritm comparabil cu al acesteia, dar poate mai puțin popularizat — la o evoluție prodigioasă a domeniului cunoscut în general sub numele de electronică de putere, care însă ar putea fi denumit, prin analogie, macroelectronică. Având în vedere

că acest domeniu intră în contingentă cu alte ramuri ale științelor tehnice, dedicate sistemelor de conversie a energiei dintr-o formă în alta, este bine, pentru început, să încercăm a contura sfera de preocupări a electronicii de putere pornind de la definiția general acceptată a electronicii ca ramură a științelor electrice, care se ocupă cu studiul conducției electrice în vid, plasmă și semiconductoare, cu dispozitivele și aparatele bazate pe aceste

* Institutul politehnic — București.

fenomene și cu aplicațiile lor. Acceptînd această definiție, putem clasifica electronica în :

- a — electronica de semnal, destinată prelucrării (conversiei) semnalelor electrice ;
- b — electronica de putere, destinată prelucrării (conversiei) energiei electrice.

Evident, electronica de semnal se ocupă atît cu prelucrarea semnalelor-mesaj, al căror conținut informațional este destinat în ultimă instanță omului, cît și cu semnalele de comandă, destinate în ultimă instanță sistemelor de conversie controlată a energiei.

În acest context electronica de putere va fi definită ca o ramură a electronicii care se ocupă cu dispozitivele și aparatele electronice destinate conversiei controlate a energiei electrice, inclusiv controlul sistemelor complexe care cuprind, la una din extremități, și echipamente pentru conversia energiei neelectrice în energie electrică sau invers.

Prin sisteme de conversie controlată a energiei, se înțeleg, într-un sens larg, instalații și echipamente tehnologice, mașini-unelte, inclusiv roboți industriali, mașini de ridicat și de transport, instalații de condiționare a microclimatului, sisteme de conversie a energiei în vederea stocării sau transportului ei, deci orice sistem tehnic al cărui scop principal este utilizarea eficientă și economicoasă a energiei, pe baza unui program și dispunînd de sisteme de reglare adecvate. Schema-bloc funcțională a unui asemenea sistem este reprezentată în figura 1.

O primă constatare ce se poate face încă de la început este că în cercetările actuale de

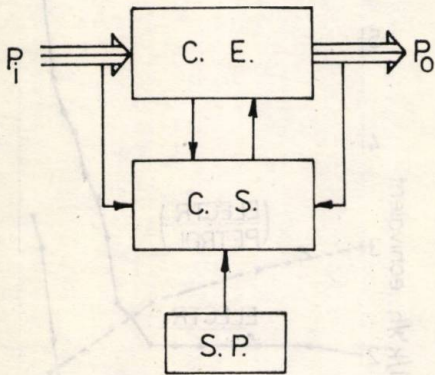


Fig. 1. Schema funcțională a unui sistem de conversie controlată a energiei; P_i — puterea la intrare; P_o — puterea la ieșire; C. E. — convertorul de energie; C. S. — convertorul de semnale; S. P. — sursa de program.

electronică funcțională, ca și în predarea acestei discipline în învățămîntul nostru superior, se abordează mai ales funcțiile electronicii de semnal, și într-o măsură nejustificat de mică, cele ale electronicii de putere.

1. Perspectivile energetice ale pămîntului și sistemele de captare și conversie a energiei solare

În actuala conjunctură energetică mondială, menționarea importanței economice și ecologice a folosirii raționale a resurselor de energie a devenit aproape o banalitate. Considerăm totuși, că prezentarea în cele ce urmează a unor aspecte mai deosebite ale acestei probleme, contribuie la o evaluare corectă a ponderii pe care o vor căpăta în viitorul apropiat sistemele electronice în ansamblul sistemelor de utilizare a energiei.

Situația resurselor energetice ale pămîntului este arătată în tabelul de mai jos [1], [2]:

Tabelul 1

A. Resurse permanente	Puterea [W]	Energie anuală [kWh/an]
Radiația solară la nivel extraatmosferic	$1,7 \cdot 10^{17}$	$1,5 \cdot 10^{18}$
Radiația solară la suprafața pămîntului din care convertită natural sub formă de :	$1,2 \cdot 10^{17}$	$1,0 \cdot 10^{18}$
— vînt (la supr. uscatului)	$1,9 \cdot 10^{14}$	$1,7 \cdot 10^{15}$
— maree și curenți marini	$1,1 \cdot 10^{12}$	$9,6 \cdot 10^{12}$
— potențial hidroelectric total, din care :	$9,0 \cdot 10^{12}$	$7,8 \cdot 10^{13}$
— potențial hidroelectric utilizabil	$2,9 \cdot 10^{13}$	$2,5 \cdot 10^{13}$
B. Resurse unice	Total [kWh]	Economic* recuperabilă [kWh]
— petrol	$2,1 \cdot 10^{16}$	$1,0 \cdot 10^{15}$
— cărbune	$8,7 \cdot 10^{16}$	$5,4 \cdot 10^{15}$
— gaz natural	$1,2 \cdot 10^{16}$	$6,0 \cdot 10^{14}$
— țiței bituminos	$5,2 \cdot 10^{17}$	$1,0 \cdot 10^{15}$
— comb. fisionabil (nereprod.)	$5,8 \cdot 10^{14}$	$2,0 \cdot 10^{14}$
Total	$6,4 \cdot 10^{17}$	$8,2 \cdot 10^{15}$

În ultimii 25 ani consumul mondial de energie a crescut cu o rată medie de 5 % anual [23], iar în 1972 a fost de $6 \cdot 10^{13}$ kWh. Dacă admitem că reducerea disponibilului energetic datorată chimizării unei părți din combustibilii fosili va fi compensată de creșterea gradului de utilizare a combustibilului fisionabil în reactoarele reproducătoare, se deduce că resursele unice (considerate ca economic recuperabile) ar fi epuizate în anul 2013, în ipoteza (nerealistă) că ar exista un consens mondial asupra sincronizării ratei de extracție cu cea de consum.

Rezultă că recurgerea la resursele permanente, altele decît cele hidroelectrice, (denumite

* considerînd nivelul tehnologic și sistemul de prețuri ale anului 1974.

și „neconvenționale”) devine obligatorie începând din 1990–1995, iar pentru punerea la punct a tehnologiilor corespunzătoare, mai avem la dispoziție un termen de 5–10 ani. Energia furnizată de resursele neconvenționale va fi convertită — direct sau mijlocit — în energie electrică, din care se estimează că ponderea cea mai mare o vor avea conversia directă fotovoltaică și conversia prin agent termic a radiației solare incidente. În ceea ce privește posibilitățile de captare și utilizare a radiației solare amintim că densitatea maximă de putere este de cca 1 kW/m^2 la nivelul solului, pe suprafață orientată, ceea ce conduce, prin mediere anuală, la latitudinea de 45° , la necesitatea ocupării unei suprafețe de $230\,000 \text{ km}^2$ pentru furnizarea cu un randament global de 10% , a energiei consumate în 1978 pe întregul glob. În prezent randamentul celulelor solare industriale este de cca 14% . Trebuie observat că folosirea energiei solare captată la sol nu va modifica echilibrul termic al pământului, spre deosebire de consumul de energie din resursele unice (inclusiv cea termonucleară, dacă va deveni tehnologic disponibilă). Prognostica privind ponderea puterii electrice instalate în sisteme solare, în raport cu

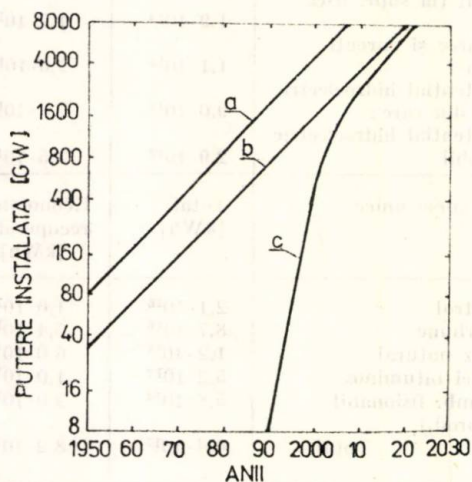


Fig. 2. — Evoluția puterii electrice instalate pe glob :
a — puterea instalată totală; b — puterea instalată corespunzătoare consumului mediu; c — puterea instalată a sistemelor solare.

puterea totală instalată, este ilustrată în figura 2 [3].

Această tendință este evidențiată și prin evoluția producției de energie electrică din diferite surse primare în SUA (fig. 3.), precum și prin evoluția costurilor energiei primare (de ex. petrol) și a energiei electrice (fig. 4) [4].

Dintre resursele permanente trebuie menționată și radiația solară disponibilă la nivel extraatmosferic [5, 6, 7]. Studiile efectuate de NASA și Departamentul energiei al SUA, au condus la elaborarea proiectului de structură

al unui prototip de sistem energetic satelitar, cu puterea nominală la sol de 5 GW , prezentat schematic în figura 5.

Partea satelitară, compusă din panoul solar, convertorul de microunde și radiatorul parabolic, urmează să fie asamblate la nivelul orbitei geosincrone (35.900 km), ceea ce oferă

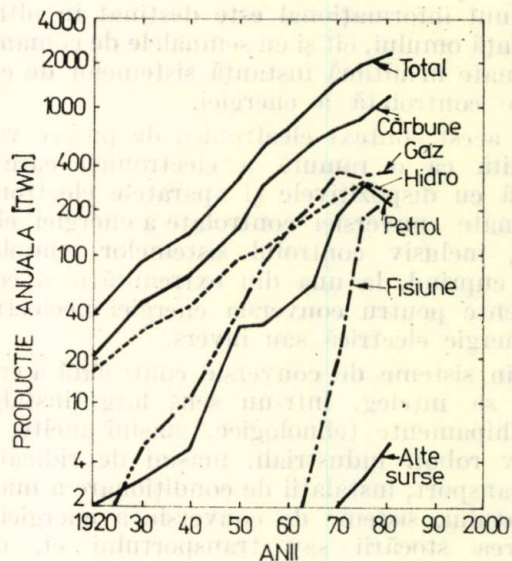


Fig. 3. Evoluția producției anuale de energie electrică din diferite surse primare în SUA, până în anul 1981.

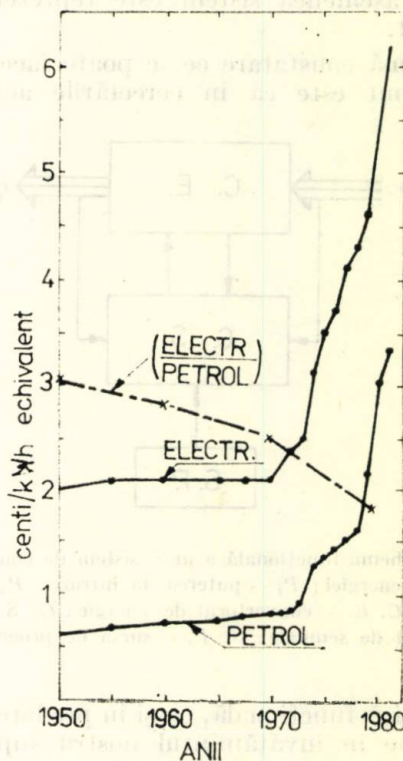


Fig. 4. Evoluția prețurilor de livrare a energiei sub formă de combustibil (petrol) și de energie electrică în SUA, până în anul 1981.

următoarele avantaje principale față de soluția colectării radiației la sol:

— flux de energie practic constant, factorul de utilizare fiind de 99 % și independent de condițiile meteorologice (în comparație cu cea 10 % la sol);

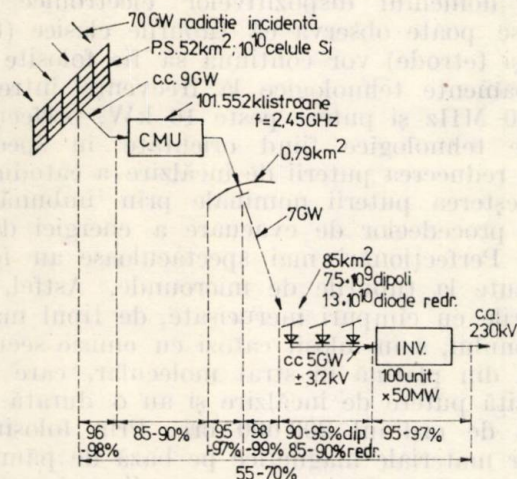


Fig. 5. Structura și caracteristicile prototipului de sistem energetic satelitar: *PS* — panou solar; *CMU* — convertor de microunde; *INV* — invertor.

— eliminarea problemelor ridicate de nepredictibilitatea fluxului de energie disponibil și, deci, de necesitatea unor sisteme mari de acumulare;

— transport simplu și cu mare randament al energiei de la locul de captare până în zona de conversie finală (pierderi totale de atenuare 1–2 %, mai mici decât cele ale unor sisteme terestre de transport din zona de captare, de exemplu din regiunile de deșert, cu insolație convenabilă, până în regiunile industriale consumatoare);

— cheltuieli de investiție comparabile cu cele ale oricărui sistem energetic, dacă efortul de cercetare și testare tehnologică este preluat de un ansamblu de stații cu o putere totală de cel puțin 100 GW. Proiectul menționat mai sus, prevede instalarea, începând din anul 2000, a câte 2 stații de 5 GW pe an, până la completarea unei puteri instalate de 300 GW. În aceste condiții se estimează costul investiției la cca 2500 dolari/kW, respectiv al energiei electrice, de cca 5,5 cenți/kWh.

Valorile puterilor înscrise în figura 5, corespund estimărilor minime de randament, precum și unui randament de conversie al celulelor solare, de cca 13 %. Este de așteptat ca randamentul acestora să crească în următorii 10–15 ani, până la valoarea teoretică de 55–60 % a celulelor sandwich, cu absorbție utilă pe întregul spectru al luminii solare. În acest caz, aria panoului solar va putea fi redusă în mod corespunzător, odată cu costul de execuție

și consumul de material semiconductor pentru celulele solare care, la nivelul costurilor actuale reprezintă, împreună cu diodele redresoare de microunde, circa 60 % din costul total al sistemului.

Exemplul prezentat ilustrează și solicitările pentru industria electronică, evaluate la capacități de producție de ordinul a 50 000 celule solare și 65 000 diode redresoare de microunde pe minut, respectiv 30 clistroane pe oră la un regim de lucru neîntrerupt (24 ore pe zi) pe o durată totală de 30 ani.

2. Dispozitivele electronice de putere

În electronica de putere se folosesc practic toate categoriile de dispozitive electronice: diode semiconductoare, tranzistoare bipolare și MOS, diferite tipuri de dispozitive multi-juncțiune, tuburi electronice clasice sau cu interacțiune între câmp și fascicul (tuburi de microunde).

În cei 25 de ani de când a fost inventat tiristorul convențional, cu comandă unilaterală și blocare inversă, acesta a evoluat până la performanțe remarcabile: tensiune de susținere (directă și inversă) de 4000 V, curent direct 3000 A, deci o capacitate de comutare a puterii de peste 10^7 VA cu timpi de comutare de 200–400 μ s la tiristoarele normale (pentru control de fază) și o capacitate de comutare de cca $3 \cdot 10^6$ VA cu timpi de comutare de 20–30 μ s la tiristoarele rapide. În ultimi 3–4 ani, au fost dezvoltate și alte variante de tiristor, dintre care:

— tiristorul cu comandă prin lumină (LASCR) destinat în special sistemelor de foarte înaltă tensiune [8], cu capacitate de comutare $1,2 \cdot 10^7$ V Anecesiind pentru comandă o putere luminoasă de cca 10 mW;

— tristoare cu conducție inversă și tiristoare asimetrice, cu timpi de comutație de ordinul 5–10 μ s;

— tiristoare cu comandă bilaterală (GTO), cu capacități de comutare până la $2 \cdot 10^6$ VA și timpi de comutare de 10–30 μ s. [9, 10].

Tot în ultimii ani s-au dezvoltat tranzistoare bipolare cu mare capacitate de comutare până la $4 \cdot 10^5$ VA (500 V — 800 A) și timpi de comutație de ordinul unităților de microsecundă.

Un progres remarcabil a fost realizat prin elaborarea tehnologiei de MOS vertical care a condus la apariția tranzistoarelor MOS de putere [11]. Deși până în prezent performanțele acestora (1000 V, 50 A, respectiv $5 \cdot 10^3$ VA), nu ajung la cele ale tranzistoarelor de putere bipolare, avantajele tranzistorului MOS ca dispozitiv de putere îl anunță ca având cele mai largi perspective de evoluție ulterioară din întreaga familie a dispozitivelor semiconduc-

toare de putere. Dintre aceste avantaje se pot cita:

- viteză de comutare deosebit de mare (de la fracțiuni de microsecundă, până la unități de nanosecundă);

- stabilitate termică ridicată și absența străpunerii secundare, conducând la simplificarea circuitelor de protecție și la o capacitate crescută de prelucrare a puterii în regim de amplificare sau autooscilație;

- facilitate de conectare a mai multor dispozitive în paralel, ceea ce a permis deja să se realizeze convertoare de ordinul sutelor de kW;

- amplificare în putere foarte mare, ceea ce simplifică circuitele de comandă;

- fiabilitate mai bună (cu cea 1 ordin de mărime) în raport cu a tranzistoarelor bipolare;

- rezistență mai bună la suprasolicități în curent și la lucru în mediu cu radiații.

Pentru a îmbina proprietățile tranzistoarelor MOS cu ale celor bipolare, se încearcă elaborarea unor structuri hibride, ca cea din figura 6 [12].

De asemenea, prin îmbinarea proprietăților tranzistorului MOS cu ale tiristorului a rezultat tiristorul cu poartă izolată (IGT) [13]. Dispozitivul permite comandă bilaterală, susține în blocare atât tensiune directă, cât și inversă, admite densități de curent de 10 ori mai mari decât tranzistorul MOS și de două ori mai mari decât tranzistorul bipolar, iar

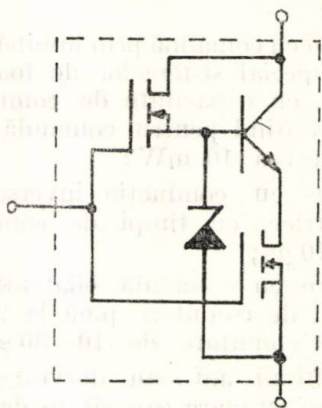


Fig. 6. Tranzistor hibrid bipolar — MOS.

impedanța circuitului de comandă, de tip MOS este suficient de mare pentru a permite comutarea cu semnale de nivel logic. Se raportează realizarea de exemplare experimentale cu tensiuni de susținere până la 600 V.

Se manifestă tendința de a perfecționa în continuare dispozitivele semiconductoare cu comandă bilaterală, în sensul creșterii capacității și vitezei de comutare, precum și extinderea utilizării tehnologiei MOS, atât pentru dispozitive de tipul tranzistor, cât și pentru

cele de tipul tiristor. De asemenea, este posibil să se extindă procedeele de comandă prin lumină și la celelalte dispozitive de putere pentru a beneficia de izolarea galvanică și imunizarea față de perturbații pe care acestea le oferă.

În domeniul dispozitivelor electronice cu vid se poate observa că tuburile clasice (triode și tetrode) vor continua să fie folosite în echipamente tehnologice la frecvențe între 1 și 100 MHz și puteri peste 10 kW, perfecționările tehnologice fiind orientate în special către reducerea puterii de încălzire a catodului și creșterea puterii nominale prin îmbunătățirea procedeele de evacuare a energiei disipate. Perfecționări mai spectaculoase au fost obținute la tuburile de microunde. Astfel, la tuburile cu cimpuri încrucișate, de tipul magnetronului, s-au folosit catodi cu emisie secundară, din platină în strat molecular, care nu necesită putere de încălzire și au o durată de viață de ordinul 200 000 ore. Prin folosirea noilor materiale magnetice pe bază de pământuri rare (Co — Sm), s-a putut realiza în spațiul de interacțiune un cimp magnetic de 1,5—2 T, ceea ce a permis obținerea unui randament de conversie a energiei de peste 90 % la puteri nominale până la 25 kW, în benzile *L* și *S*.

La dispozitivele bazate pe gruparea clis-tronică — clistronul cu multe cavități și tubul cu undă progresivă — s-au obținut puteri mult mai mari, 100—150 kW în funcționare continuă respectiv 40—60 MW în impuls în banda *S*. Și la aceste dispozitive s-a obținut o creștere a randamentului global de conversie până la cca 85 % prin reciclarea puterii reziduale a fascicului emergent din spațiul de interacțiune și reaplicarea ei ca adaos la puterea de alimentare. Din categoria dispozitivelor cu undă progresivă care au fost puternic dezvoltate în ultimii ani, se poate cita tubul de accelerare-frînare cu ghid diafragmat (cu viteză de fază redusă) care permite conversia energiei unui fascicul de electroni accelerați în energie de microunde sau invers, cu posibilitatea de a fi folosit la interconectarea directă între sistemele satelitare și rețelele de distribuție în curent continuu la înaltă tensiune sau ca transformator de tensiune continuă [14].

3. Evoluția sistemelor electronice de conversie a energiei electrice

Primul redresor a fost realizat prin anii 1895, iar redresorul comandat a urmat inven-tării tiratronului în 1926. De atunci, până în 1957 când a fost realizat tiristorul, electronica de putere s-a rezumat în principal la dezvoltarea sistemelor de conversie interconectate cu rețeaua de alimentare (sistemele „neauto-nome”): redresoare, invertoare, cicloconver-toare. De asemenea, au fost dezvoltate inver-

toarele de înaltă frecvență pentru electrotermie, realizate cu tuburi.

Tiristorul a permis dezvoltarea în continuu a convertoarelor neautonome, în special în domeniile transportului energiei electrice în curent continuu de înaltă tensiune, al alimentării reglabile a sistemelor acționate cu motoare de c. c., al cicloconvertoarelor și variatoarelor de putere de c.a. Prin reducerea timpului de comutație și apariția pe scară industrială a tiristoarelor rapide s-au dezvoltat sistemele de conversie autonome, variatoarele de putere de curent continuu, invertoarele autonome de frecvență variabilă pentru alimentarea reglabilă a mașinilor electrice de curent alternativ și invertoarele de frecvență ridicată, între 500 și 5 000 Hz, uneori și pînă la 15–20 kHz, pentru instalații tehnologice (electrotermie, ultrasunete).

Convertoarele realizate cu tiristoare clasice cu comutare unilaterală prezintă însă unele neajunsuri, resimțite fie de rețeaua de distribuție a energiei electrice, fie de consumatorii alimentați prin convertor.

Astfel, sistemele neautonome cu control prin fază generează componente armonice în curentul absorbit de la rețea și au factor de putere redus, iar cele autonome necesită circuite de comutație forțată cu elemente reactive de mari dimensiuni și cu pierderi apreciabile. Formele de undă ale tensiunilor furnizate sînt puternic nesinusoidale, ceea ce conduce la suprasolicitări și la pierderi suplimentare în circuitele de sarcină, mai ales în cazul motoarelor de curent alternativ. De aceea, acționările electrice cu turație reglabilă se realizează pînă în prezent, mai ales cu motoare de curent continuu, deși sînt recunoscute avantajele acționării cu motoare de curent alternativ, ca fiind mai robuste, cu masă specifică mai mică și cu cerințe de întreținere deosebit de reduse.

În ultimii 4–5 ani, în urma dezvoltării dispozitivelor semiconductoare de putere rapide cu comutare bilaterală (tranzistoare bipolare, și MOS, tiristoare cu comandă bilaterală), au fost elaborate metode de conversie bazate pe eșantionarea tensiunii, în vederea asigurării unor forme de undă convenabile ale curentului, atît la intrarea convertorului, cît și la ieșirea lui, denumite metode de modulare în durată a impulsurilor.

Principal, procedeul de comandă în buclă deschisă constă în compararea unei tensiuni de referință liniar variabilă sau triunghiulară cu o tensiune de comandă avînd forma de undă dorită. În figura 7 este ilustrat un exemplu de formare a unei sinusoide.

Se arată că dacă tensiunea de comandă nu depășește amplitudinea tensiunii de referință, în structura spectrală a tensiunii pe sarcină se găsesc componentele benzii de bază și componentele benzilor de modulație ale frecvenței

tensiunii de referință și ale armonicelor acesteia. Dacă frecvența de referință este suficient de mare față de cea a tensiunii dorite, filtrarea componentelor străine este ușoară.

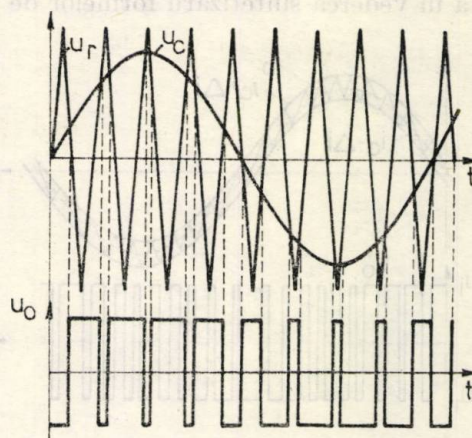


Fig. 7. Formele de undă ale tensiunilor de comandă, u_c de referință, u_r și a tensiunii de ieșire u_o la un invertor autonom cu modulație de durată a impulsurilor și referință triunghiulară.

Metoda este aplicabilă atît la invertoare autonome, ca în exemplul de mai sus, cît și la variatoarele de putere de c.c., cu funcționare în patru cadrane.

Procedeul de comandă în buclă închisă urmărește să mențină mărimea de ieșire dorită în limitele unei ferestre de eroare convenabil aleasă în jurul mărimii de comandă. Frecvența comutărilor este în acest caz determinată atît de lărgimea ferestrei, cît și de caracterul circuitului de sarcină, care trebuie să posede și o reactanță corespunzătoare [15].

Schema funcțională este arătată în figura 8, iar formele de undă pentru o tensiune de

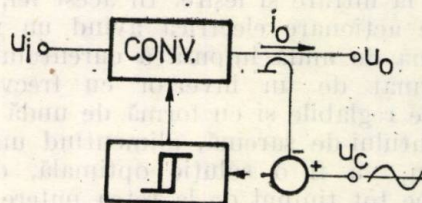


Fig. 8. Schema funcțională a unui invertor cu modulație de durată a impulsurilor, prin urmărirea unei forme de undă impuse.

comandă sinusoidală sînt arătate în figura 9. Și în acest caz, dacă tensiunea de comandă este continuă, sistemul devine variator de putere, iar dacă tensiunea de alimentare este alternativă, se poate realiza un cicloconvertor (fig. 10) [16].

În cazul redresoarelor, se poate lua ca referință curentul de intrare, astfel încît această mărime să fie adusă la o formă cît mai apropiată de sinusoidă și în fază cu tensiunea.

Toate aceste tehnici sînt încă la începutul dezvoltării lor și se poate estima că în viitorul apropiat majoritatea convertoarelor de putere vor fi realizate cu eșantionare la frecvență ridicată în vederea sintetizării formelor de undă

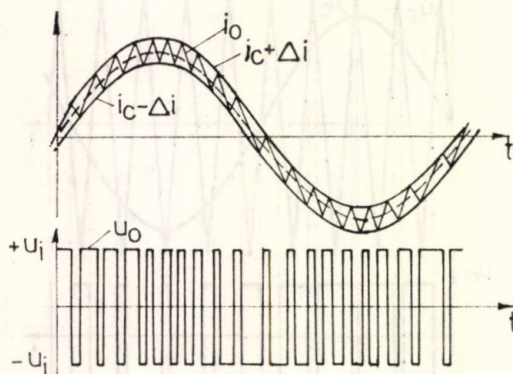


Fig. 9. Formele de undă ale inverterului din figura 8, pentru o tensiune de comandă u_c sinusoidală; Δi — semiînălțimea ferestrei de eroare a curentului.

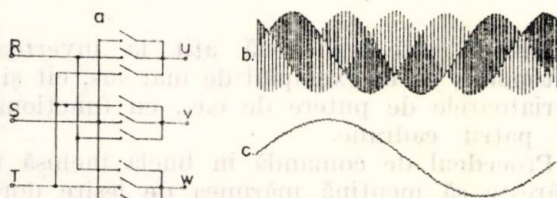


Fig. 10. Realizarea unui cicloconvertor trifazic cu formă de undă impusă a curentului de sarcină: a — schema de conexiune a contactoarelor de eșantionare; b — forma de undă a tensiunii de ieșire pe o fază; c — forma de undă a curentului la aceeași fază; $f_o = \frac{1}{2} f_i$; frecvența comutărilor-cca 2,4 kHz.

optime la intrare și ieșire. În acest fel, un sistem de acționare electrică avînd un redresor cu formă de undă impusă a curentului absorbit, urmat de un inverter cu frecvență și tensiune reglabile și cu formă de undă impusă a curentului de sarcină, alimentînd un motor asincron, va fi o soluție optimală, deoarece absoarbe tot timpul de la rețea putere riguros activă și alimentează motorul în condiții de pierderi minime.

Realizarea convertoarelor cu eșantionare la frecvență ridicată este facilitată și de dezvoltarea circuitelor LSI și a sistemelor microprogramate de prelucrare digitală a semnalelor, care reduc sensibil costul electronicii de comandă.

Evoluția costurilor și repartitia lor este reprezentată în figura 11 conform unei estimări făcute la firma General Electric [17].

O nouă direcție de utilizare a convertoarelor electronice se profilează în legătură cu preluarea și transmiterea către sistemele de acumulare a energiei de la sursele permanente dar

cu grad ridicat de fluctuație a puterii disponibile, de exemplu de la panouri fotovoltaice dispuse la nivelul solului sau de la turbine eoliene. În aceste situații circuitele de comandă trebuie să fie de tip autoadaptiv, pentru a menține sistemul în condiții de transfer maxim de putere într-un domeniu larg de valori ale puterii radiante incidente sau ale vitezei vîntului [18].

La frecvențe ce depășesc 10–20 kHz, convertoarele se realizează exclusiv cu dispozitive

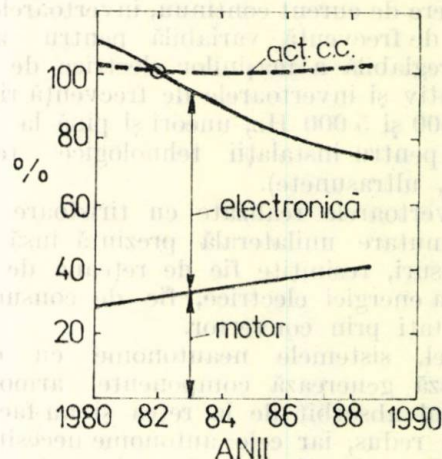


Fig. 11. Evoluția costurilor acționărilor reglabile în curent alternativ (convertor-motor asincron) și în curent continuu, raportate la cele din 1982.

amplificatoare sau autooscilatoare (tranzistoare bipolare, MOS și tuburi), iar tendința este de a crește randamentul de conversie prin funcționarea în regim de comutație a componentelor active, forma de undă sinusoidală fiind refăcută de circuitele de sarcină care au caracter rezonant. Se raportează realizarea de convertoare (în clasă E) cu tranzistoare bipolare, avînd un randament pînă la 95% [19], [20].

Convertoarele de microunde, tot mai mult folosite în tehnologie, beneficiază de perfecționările aduse tuburilor de putere de microunde, menționate în capitolul precedent, iar energia radiantă în domeniul microundelor, se afirmă ca o nouă formă de energie — energia electromagnetică — utilizată pentru transport la distanță. Pe lîngă studiile menționate în cap. 1, a fost experimentată cu succes alimentarea de la sol a unui helicopter în zbor, cu energie transmisă prin fascicul de microunde.

O altă formă de energie, ale cărei perspective de utilizare se extind cu rapiditate, este energia cinetică a electronilor (sau ionilor) accelerați, ce se deplasează în incinte vidate. Pe lîngă aplicațiile cunoscute, în procese tehnologice, printre care prelucrările cu fascicul de electroni (sudură, tăiere, aliere, electronolitografie) sau tehnologii de prelucrare a supra-

fețelor cu fascicul de ioni (nitrurare, corodare, placare, implantare de ioni) [21], a mai fost sugerată folosirea fasciculelor de electroni pentru transportul energiei la distanță, beneficiind de posibilități de conversie nemijlocită în — și din curent continuu sau în — și din microunde. Se justifică astfel introducerea categoriilor de „energie electronică” și „sistem energetic electronic” [22].

4. Concluzii

Principalele perspective și prognoze ce se desprind din prezentarea de mai sus, sint:

a. Creșterea ponderii utilizării energiei în formă electrică, electromagnetică sau electronică.

b. Exploatarea intensă a resurselor permanente de energie, în special radiația solară la sol sau la nivel satelitar cu solicitări deosebite pentru elaborarea de dispozitive și echipamente electronice de putere, destinate captării, conversiei și transportului energiei.

c. Dezvoltarea în continuare a dispozitivelor electronice de putere în vederea creșterii capacității de comutare și a rapidității. Se prevede în particular perfecționarea tiristoarelor cu comandă bilaterală și a tranzistoarelor MOS de putere. De asemenea, se prevede perfecționarea tuburilor de putere, în particular a celor de microunde.

d. Dezvoltarea procedeeleor de conversie a energiei electrice cu randament mare și forme de undă pure.

e. Creșterea ponderii energiei electrice prelucrată prin sisteme electronice, atît înainte de introducerea ei în rețelele de distribuție, cît și la utilizare. Se estimează că în prezent puterea nominală totală a convertoarelor electronice în funcțiune depășește 25% din valoarea puterii instalate a sistemelor electroenergetice actuale, cu o tendință de creștere cu 1—1,5% pe an a cuantumului energiei electrice prelucrată electronic. Rezultă că în jurul anului 2000, practic întreaga energie difuzată prin rețelele electrice de distribuție va fi folosită numai după o prelucrare prealabilă prin sisteme electronice.

f. Creșterea ponderii acționărilor electrice prin motoare asincrone, alimentate prin convertoare cu eșantionare la frecvență ridicată.

g. Apariția și utilizarea crescîndă a noilor forme de energie, electromagnetică și electro-

nică, va solicita elaborarea și dezvoltarea unor sisteme adecvate pentru prelucrarea acestora.

h. Apare necesitatea tot mai stringentă de găsire a unor soluții eficiente pentru unele probleme încă nerezolvate în mod convenabil, de exemplu stocarea energiei electrice sau transportul acesteia la consumatori mobili.

Această lucrare nu cuprinde decît o sumară trecere în revistă a principalelor probleme ale electronicii de putere. Scopul ei va fi fost împlinit dacă ea va constitui un stimul pentru intensificarea și diversificarea cercetării în domeniul dispozitivelor și echipamentelor electronice de putere.

Bibliografie

- [1] Ramakumar, R., Allison, H. J., Hughes, W. L., — IEEE Trans., PAS-94, 1975, No. 6 (nov. — dec.).
- [2] Paltz, W., — An Economic Approach to Solar Energy, — UNESCO — Butterworths, 1978.
- [3] Denton, J. C., — Energy Conversion, 16, 1977, p. 181.
- [4] Hoft, R. G., — International Power Electronics Conference, Tokyo 1983, p. 6.
- [5] Glaser, P. E., Hantley, G. M., Nansen, R. H., Kline, R. L., — IEEE Spectrum, May 1979, p. 52.
- [6] Brown, W. C., — IEEE Spectrum, June 1979, p. 36.
- [7] Andryczyk, R., Foldes, P., Chestek, J., Kaupang, B. M., — IEEE Spectrum, July 1979, p. 51.
- [8] Konishi, N., et al., — International Power Electronics Conference, Tokyo 1983, p. 559.
- [9] Yatsuo, T., et al., — International Power Electronics Conference, Tokyo 1983, p. 65.
- [10] Tada, A., et al., — International Power Electronics Conference, Tokyo 1983, p. 54.
- [11] Pelly, B. R., — International Power Electronics Conference, Tokyo 1983, p. 19.
- [12] Chen, D. Y., Chandrasekaran, S., — IEEE — IAS 1982 Conf. Record., p. 713.
- [13] Baliga, B. J., et al., — IEEE — Int. Electron Device Meeting, — Conf. Record., p. 264.
- [14] Teodorescu, I. E., Nemeș, M., — Al 2-lea Simpozion Național de Tehnica Microundelor, București, 1981.
- [15] Plunkett, A. B., — IEEE — IAS 1979 Conf. Record., p. 785.
- [16] Venturini, M., — Proc. of Powercon, 7, 1980, p. E. 31.
- [17] Stefanovic, V. R., — International Power Electronics Conference, Tokyo 1983, p. 438.
- [18] Van Wyk, J. D., Schoeman, J. J., — International Power Electronics Conference, Tokyo 1983, p. 1061.
- [19] Ebert, J., Kazimierzczuk, M., — IEEE Journ. of Solid State Circuits, SC — 16, 1981, p. 62.
- [20] Kazimierzczuk, M., — IEEE Journ. of Solid State Circuits, SC — 16, 1981, p. 2.
- [21] Teodorescu I. E., Fiti, M., — Iradierea Tehnologică, ed. Academiei R.S.R., 1979.
- [22] Teodorescu I. E., — Simpozionul Național de Electronică Aplicată, București, 1981.
- [23] — Energy: Global Prospects, New York, 1977, citat de D. Gabor, ș. a., în: Să ieșim din epoca risipei, ed. Pol., 1983.

CZ 621.396.6 : 538.511

FILTRU ACTIV UNIVERSAL
PERFORMANȚE TIPICE
CIRCUIT INTEGRAT HIBRID

Filtru activ universal realizat în tehnologie hibridă

BENEDICT POPESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Pentru domeniile de frecvență audio și sub-audio s-au dezvoltat, în ultimii ani, așa numitele *filtre RC active*, adică ansambluri de rezistențe, capacități și elemente active (mai ales amplificatoare operaționale).

Filtrele active au multe avantaje față de filtrele *RLC* pasive [1]. Inductanțele sunt elemente de circuit având dimensiuni relativ mari, disipări de energie mai mari decât capacitățile, prezintă neliniarități, se pot satura și au un preț de cost destul de ridicat. Din aceste motive s-a încercat eliminarea inductanțelor în proiectarea filtrelor. Astfel, privite dintr-un alt unghi, filtrele *RC* active sunt circuite fără inductanțe.

Ca și filtrele *RLC* pasive, filtrele *RC* active pot avea frecvențe naturale oriunde în jumătatea stângă a planului frecvenței complexe (sau s). Pe lângă funcția de filtraj, pentru care au fost în principiu concepute, filtrele *RC* active au și alte utilizări posibile, după cum urmează :

- a — pot funcționa ca oscilatoare, adică pot avea frecvențe naturale pe axa $j\omega$;
- b — pot furniza rapoarte de transformare ca și bobinele cuplate sau transformatoarele;
- c — pot realiza izolarea;
- d — pot converti capacități de microfarazi în inductanțe de sute de henry.

Multiplele posibilități ale filtrului activ *RC* vin în primul rând de la elementul activ (amplificatorul operațional). Elementele *RC* pasive, prin ele însele, pot produce frecvențe naturale doar pe axa reală negativă a planului frecvenței complexe. Jumătatea pozitivă a planului frecvențelor naturale nu este folosită, deoarece în acest caz rețeaua are caracteristica instabilă. În analiza de mai jos se va considera că frecvențele naturale folosite de filtrele *RC* active sunt cele din jumătatea stângă a planului sau de pe axa $j\omega$.

1. Scheme electrice de principiu și considerații teoretice

În ultima vreme s-au dezvoltat multe circuite noi de filtre active. O bună parte dintre acestea au un mare interes teoretic, dar valoarea

re practică mică. Celelalte, din contră, sunt foarte practice și au o mare importanță pentru aplicațiile curente.

Din volumul mare de literatură apărută pînă în prezent în domeniul filtrelor active reiese că pentru realizarea uneia dintre funcțiile de transfer trece-jos (*TJ*), trece-sus (*TS*), trece-bandă (*TB*) sau rejecție de bandă (*RB*) trebuie aleasă cu multă atenție o anumită configurație particulară de filtru. În majoritatea cazurilor calculele de proiectare sunt destul de laborioase, crescînd implicit prețul de cost al filtrului. S-a ajuns astfel la o configurație de filtru care poate realiza oricare dintre funcțiile de transfer *TJ*, *TS*, *TB* sau *RB* cu calcule de proiectare relativ simple. Datorită adaptabilității sale acest tip de filtru a fost numit *filtru activ universal* (*FAU*).

Filtrul activ universal folosește tehnica variabilelor de stare pentru a obține o funcție de transfer de bază de ordinul doi. Trei ieșiri separate furnizează funcțiile de transfer *TJ*, *TS* și *TB*. Tehnica variabilelor de stare folosește două amplificatoare operaționale integrate și un amplificator sumator, așa cum se arată în figura 1. Dacă ω_0 este pulsația de

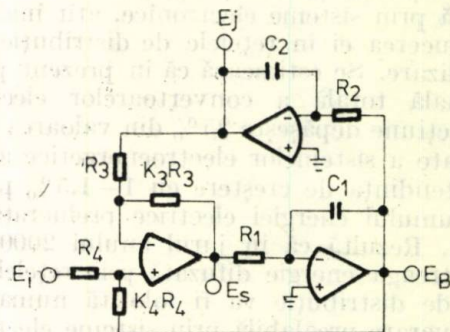


Fig. 1. Configurație tipică de filtru activ universal.

tăiere, Q — constanta de atenuare sau factorul de calitate, iar K_J , K_S și K_B — factorii de câștig corespunzători celor trei ieșiri disponibile, se pot scrie funcțiile de transfer în tensiune :

$$T_{TJ}(s) = \frac{E_j(s)}{E_i(s)} = \frac{K_J \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2};$$

$$T_{TS}(s) = \frac{E_s(s)}{E_i(s)} = \frac{K_S s^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2};$$

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

$$T_{TB}(s) = \frac{E_B(s)}{E_i(s)} = \frac{K_B(\omega_0/Q)s}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2};$$

unde :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_3}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{1 + K_4}{1 + K_3} \sqrt{\frac{K_3 R_1 C_1}{R_2 C_2}},$$

$$K_J = \frac{K_4(1 + K_3)}{K_3(1 + K_4)}, \quad K_S = \frac{K_1(1 + K_3)}{1 + K_4}, \quad K_B = -K_4.$$

Pentru a obține funcția de transfer RB este nevoie de un amplificator operațional suplimentar pentru a însuma ieșirile TJ și TS și astfel se formează o pereche de zerouri pe axa $j\omega$:

$$T_{RB}(s) = \frac{E_R(s)}{E_i(s)} = \frac{K_R(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2},$$

unde :

$$K_R = K_J = K_S.$$

Schema electrică pentru RB este prezentată în figura 2.

De precizat că în calculele matematice s-a considerat că amplificatoarele operaționale sînt ideale. Cînd se realizează practic filtrele, apar două fenomene interesante, în special la Q mari și frecvențe mari. În primul rînd circuitul

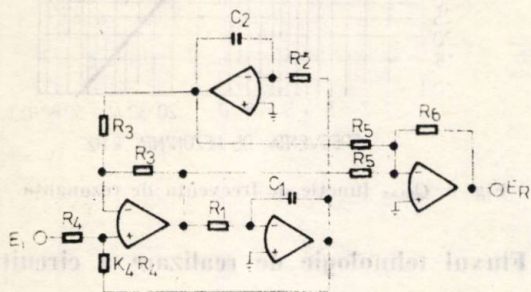


Fig. 2. Schema electrică a filtrului cu rejecție de bandă.

se poate străpunge la oscilații libere pe frecvența proprie în condiții tranzitorii nefavorabile ca deschiderea alimentării sau aplicarea unor sarcini care variază brusc. În al doilea rînd valorile măsurate ale cîștigului filtrului, ale factorului Q și ale defazăjului nu corespund cu cele calculate prin ecuațiile de mai sus. Aceste rezultate contradictorii pot fi explicate dacă se consideră că cele trei amplificatoare operaționale sînt neliniare. Amplificatorul operațional real are în mod normal un cîștig cu un singur pol și un răspuns în fază cu frecvența, iar funcția de transfer este :

$$T(s) = \frac{A_0 \omega_c}{s + \omega_c},$$

unde A_0 este amplificarea în buclă deschisă, iar ω_c — colțul caracteristicii amplificării în buclă închisă funcție de frecvență.

Pentru un amplificator operațional tipic de cost scăzut, A_0 este de ordinul a 100 dB, iar ω_c de ordinul a 10 Hz. În cazul cînd se ține seama de funcția de transfer $T(s)$ a amplificatorului operațional real în exprimarea funcției de transfer a întregului filtru, problema nu poate fi soluționată decît cu calculatorul. Figura 3 arată că dacă se iau în considerare

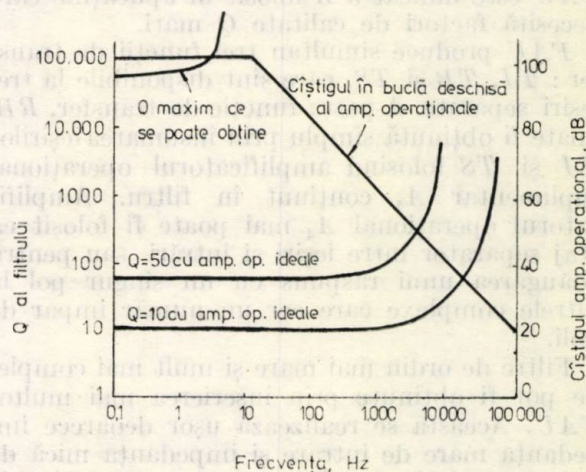


Fig. 3. Analiza cu calculatorul a caracteristicilor Q luînd în considerație cîștigul și faza amplificatoarelor operaționale reale.

cîștigul și faza amplificatoarelor operaționale reale, factorul de calitate Q al filtrului crește foarte repede peste o anumită frecvență. Există o limită maximă pentru Q , chiar atunci cînd $K_4 R_4$ (vezi fig. 1) este infinit.

2. Derivarea filtrului activ universal

În figura 4 este prezentată schema electrică simplificată a FAU [2]. Circuitul a fost realizat în două variante: H 951 pentru care rezistențele $R_1 \div R_4$ au valoarea de 100 kΩ și H 952 unde rezistențele $R_1 \div R_4$ sînt de 50 kΩ. Cu ajutorul a două amplificatoare operaționale integratoare A_2 , respectiv A_3 și a amplificatorului operațional sumator A_1 , FAU poate

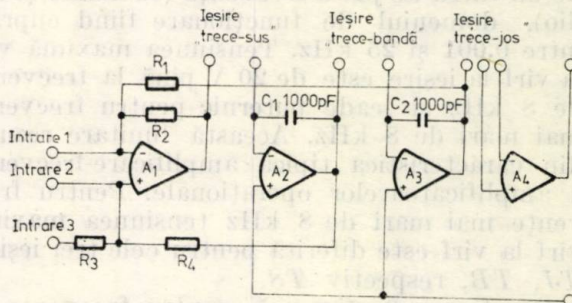


Fig. 4. Schema electrică simplificată a filtrului activ universal.

genera o pereche de poli complecși (doi poli conjugați). Este necesar câte un *FAU* pentru fiecare doi poli ai filtrelor *TJ* și *TS* și pentru fiecare pereche de poli ai filtrelor *TB* și *RB*. Localizarea polilor în planul complex se determină din exterior prin adăugarea a trei sau patru rezistențe, în funcție de configurația particulară aleasă. Cu aceleași rezistențe externe se pot controla ușor frecvența de rezonanță f_0 , factorul Q și câștigul. Datorită sensibilităților mici ale factorului Q și câștigului, *FAU* este indicat a fi folosit în aplicațiile care necesită factori de calitate Q mari.

FAU produce simultan trei funcții de transfer: *TJ*, *TB* și *TS*, care sînt disponibile la trei ieșiri separate. A patra funcție de transfer, *RB*, poate fi obținută simplu prin însumarea ieșirilor *TJ* și *TS* folosind amplificatorul operațional suplimentar A_4 conținut în filtru. Amplificatorul operațional A_4 mai poate fi folosit ca etaj separator între ieșiri și intrări sau pentru adăugarea unui răspuns cu un singur pol la filtrele complexe care cer un număr impar de poli.

Filtre de ordin mai mare și mult mai complexe pot fi obținute prin inserierea mai multor *FAU*. Aceasta se realizează ușor deoarece impedanța mare de intrare și impedanța mică de ieșire asociată amplificatoarelor operaționale împiedică interacțiunea la conectarea în serie a etajelor (nu are loc nici o deplasare de frecvență datorată etajelor următoare).

Adaptabilitatea *FAU* face din acesta un integrat cu aplicații multiple în filtrele active. Este un integrat universal, ușor de folosit, de dimensiuni mici și cost scăzut, putînd fi procurat și înmagazinat în număr mare pentru a fi utilizat ori de câte ori este necesar pentru realizarea filtrelor active. În acest fel filtrele sînt disponibile imediat și pot fi procurate în cantități mari pentru a avea avantajul unei scăderi de preț.

3. Performanțe tipice

În figurile 5 și 6 sînt prezentate două dintre curbele de performanțe tipice ale *FAU*.

Analizînd răspunsul la puterea maximă reprezentat în figura 5 se observă că este vorba de un filtru de joasă frecvență (subaudio și audio), domeniul de funcționare fiind cuprins între 0,001 și 25 kHz. Tensiunea maximă vîrf la vîrf la ieșire este de 20 V pînă la frecvența de 8 kHz și scade puternic pentru frecvențe mai mari de 8 kHz. Această limitare rezultă din caracteristica tipică amplificare-frecvență a amplificatoarelor operaționale. Pentru frecvențe mai mari de 8 kHz tensiunea maximă vîrf la vîrf este diferită pentru cele trei ieșiri: *TJ*, *TB*, respectiv *TS*.

Din figura 6 reiese că, pentru frecvențe de rezonanță mai mici de 2 kHz, factorul de calitate Q_{max} poate lua valori pînă la 500, iar pentru

frecvențe de rezonanță mai mari de 2 kHz, Q_{max} scade rapid cu creșterea frecvenței.

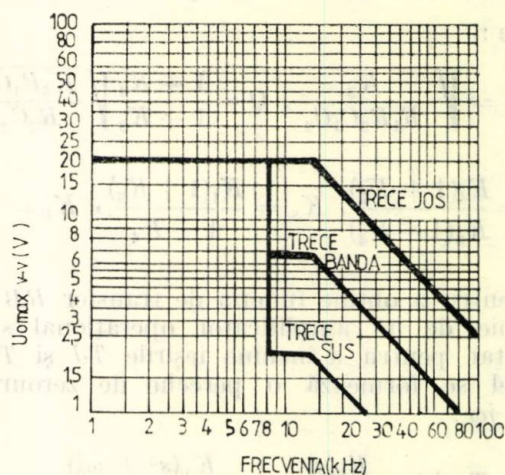


Fig. 5. Răspunsul la puterea maximă.

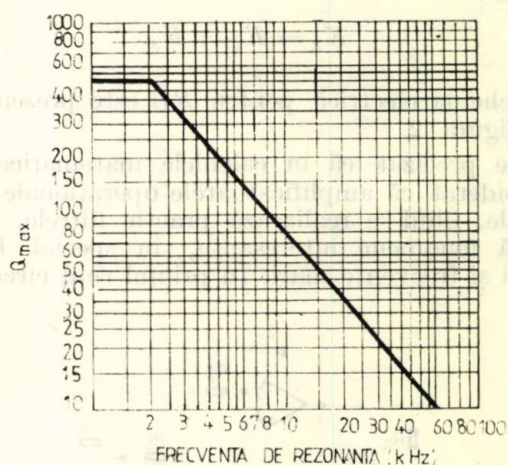


Fig. 6. Q_{max} funcție de frecvența de rezonanță.

4. Fluxul tehnologic de realizare a circuitului

De menționat faptul că a fost elaborată o tehnologie originală de realizare a circuitului integrat hibrid. Rezistențele $R_1 \div R_4$, contactarea acestora și traseele conductoare au fost realizate prin numai două etape de depunere în același ciclu de vid [3]. Configurația traseelor rezistive și a celor conductoare a fost delimitată prin procedee de fotogravură și corodare chimică. Proiectarea rezistențelor [4] a fost făcută în așa fel încît valoarea rezistențelor obținute după etapele de depuneri în vid și corodări chimice să fie cu circa 20% mai mică decît valoarea dorită. Dacă rezistența pe pătrat a straturilor rezistive obținut a fost în limitele admise s-a trecut la tăierea sticlelor prin zgîrierea acestora cu un vîrf diamantat. După stanarea traseelor conductoare s-a făcut un tratament termic de îmbătrînire forțată a rezistențelor. Ajustarea în trepte și

fină a valorii rezistențelor peliculare a permis obținerea unor toleranțe de ordinul a $\pm 1\%$. Pentru a respecta semnificația terminalelor conform cu modelele de referință (Burr-Brown, UAF 31, respectiv UAF 41) traseele rezistive și cele conductoare au fost realizate pe două „cip”-uri de sticlă montate spate în spate. În prima etapă s-au montat terminalele circuitului pe una din cele două sticle. În a doua

aceasta, având în vedere faptul că nu în toate cazurile este necesară o precizie a frecvenței de rezonanță de $\pm 1\%$ și pentru o mai bună utilizare a „cip”-urilor de sticlă fabricate, s-au realizat și omologat încă două clase de filtre (cu precizia frecvenței de rezonanță de $\pm 2\%$,

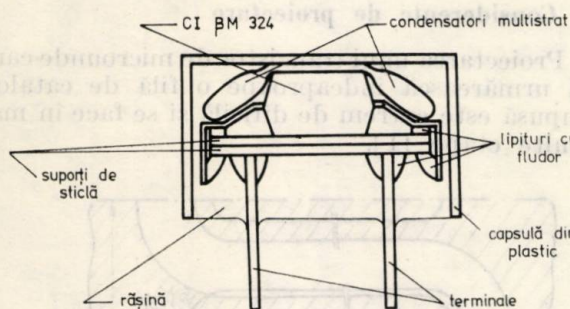


Fig. 7. Arhitectura internă a circuitului-sețiune transversală.

etapă, după o îndoire corespunzătoare a terminalelor, s-au montat circuitul integrat β M 324 și condensatorii multistrat pe cealaltă sticlă. Cea de-a treia etapă a fost îmbinarea celor două secțiuni, trecerile față-spate fiind realizate prin înșeși terminalele circuitului integrat. Toate lipiturile au fost făcute cu fludor cu un leteon microminiatură, obținându-se circuitul integrat hibrid având arhitectura internă prezentată în figura 7. Ultimele etape ale fluxului tehnologic au fost încapsularea într-o rășină epoxidică, testarea finală și apoi marcarea circuitului prin metode serigrafice.

5. Rezultate experimentale și concluzii

Deși s-a lucrat cu o parte din componente încapsulate (CI β M 324 și condensatorii multistrat) dimensiunile fizice ale circuitului (fig. 8) au fost apropiate de cele ale modelelor de referință. Toți parametrii electrici (precizia frecvenței de $\pm 1\%$, deriva termică a frecvenței de rezonanță mai mică de 20 ppm/°C, rezistența de intrare mai mare de 100 kΩ, respectiv 50 kΩ, impedanța de ieșire mai mică de 1Ω și zgomotul mai mic de 200 μV) au fost realizați conform modelelor de referință. Dincolo de

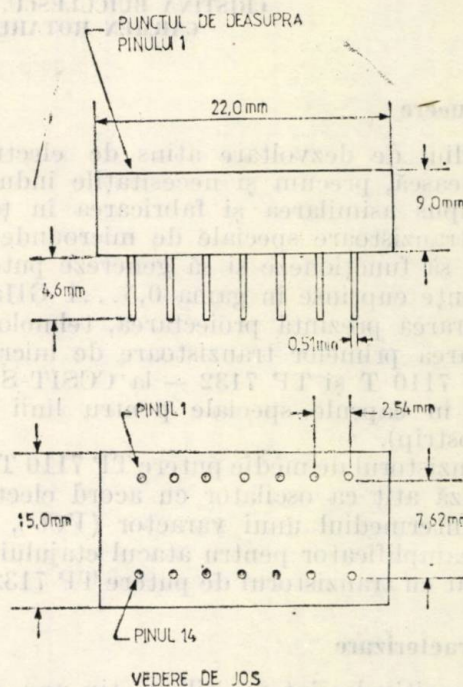


Fig. 8. Dimensiunile fizice ale circuitului.

respectiv $\pm 5\%$) având performanțe electrice cuprinse între performanțele filtrelor realizate pe bază de straturi subțiri de firma Burr-Brown și cele ale filtrelor realizate pe bază de straturi groase de firma Datel. Domeniul temperaturilor de funcționare între 0 și 70°C este determinat de circuitul integrat β M 324 [5].

Bibliografie

- [1] Wong, Y. J., Ott, W. E. Function circuits. Design and Applications, The Burr-Brown Electronics Series, 1976.
- [2] Burr-Brown General Catalog, 1981.
- [3] Nakar, R. K., Khama, V. K., Marathe, B. R. Solid Films, 78, 1981.
- [4] Hajdu, István, Ripka, Gábor. Hibrid integrált áramkörök, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979.
- [5]*Catalog de circuite integrate analogice, Ed. tehnică, București, 1983.

CZ 621.382.3 : 621.37

TRANZISTOR DE MICROUNDE
GEOMETRIE INTERDIGITALĂ
ÎMBĂTRÎNIRE FORȚATĂ

Tranzistoare de putere de microunde

CRISTINA BUICULESCU, SERGIU IORDĂNESCU, IOANA PETRINI,
CARMEN ROTARU*, GABRIELA BICA** — BUCUREȘTI

Introducere

Stadiul de dezvoltare atins de electronica românească, precum și necesitățile industriei, au impus asimilarea și fabricarea în țară a unor tranzistoare speciale de microunde, destinate să funcționeze și să genereze putere la frecvențe cuprinse în gama 0,5...1 GHz.

Lucrarea prezintă proiectarea, tehnologia și evaluarea primelor tranzistoare de microunde — TP 7110 T și TP 7132 — la CCSIT-S, realizate în capsule speciale pentru linii plane (microstrip).

Tranzistorul de medie putere TP 7110 T funcționează atât ca oscilator cu acord electronic, prin intermediul unui varactor (VCO), cât și ca preamplificator pentru atacul etajului final, realizat cu tranzistorul de putere TP 7132.

1. Caracterizare

Dispozitivele sînt din siliciu, tip *nnpn*, planar epitaxiale, dublu difuzate, montate în capsulă microstrip. Tabelul de mai jos conține principii parametri electrici:

Tabelul 1

	$V_{CEO}(V)$	$I_{CM}(A)$	$P_d(W)$	h_{FE}	$f_T(MHz)$	$P_{out}(W)$
TP 7110 T	35	0,425	5	10...30	700	0,7
TP 7132	40	2	18	10...30	600	4

Puterea de ieșire se determină la frecvența de 500 MHz, tranzistoarele putînd funcționa pînă la 1 GHz.

2. Geometrie

Geometria superficială este interdigitală (fig. 1), caracteristică tranzistoarelor de microunde. TP 7110 T are 8 benzi de emitor. TP 7132 este un tranzistor dublu, structurile fiind conectate în paralel, fiecare avînd cîte 25 benzi de emitor. Raportul lungime/lățime mare, necesar geometriei acestor componente, a impus rezolvarea unor probleme dificile de aliniere și corodare. Profilul de difuzie este specific tranzistoarelor de înaltă frecvență, avînd adîncimi reduse (1,8 μ) și baze foarte subțiri (0,5 μ).

* CCSITS — București

** IPRS — Băneasa

3. Considerente de proiectare

Proiectarea unui tranzistor de microunde care să urmărească îndeaproape o filă de catalog impusă este extrem de dificilă și se face în mai multe etape [1].

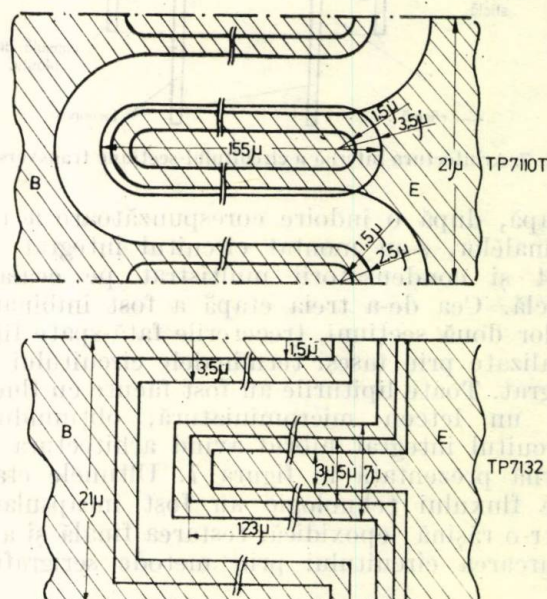


Fig. 1. Detaliu de geometrie a structurilor.

În proiectarea celor două dispozitive s-a plecat de la evaluarea unor mostre *TRW*, avînd în vedere reproducerea performanțelor ușor de modelat teoretic și a geometriei structurii. Ipoteza potrivit căreia obținerea unor parametri statici și de semnal mic similari mostrelor, asigură implicit și performanțele de semnal mare în microunde, a fost confirmată de rezultatele obținute.

Relația între capacitatea C a unei joncțiuni polarizată în conducție inversă și tensiunea aplicată V permite obținerea de informații utile despre natura distribuției de impurități N din stratul epitaxial

$$\frac{1}{C^2} = \frac{2(V + V_B)}{qNA^2\epsilon} \quad (1)$$

S-au mai notat: q — sarcina electronului; A — aria joncțiunii; ϵ — permitivitatea relativă, V_B — potențialul intern. Din curba $C = C(V)$ se ia în considerație zona ce se poate

asimila unei joncțiuni abrupte unilaterale și se urmărește stabilirea valorilor concentrațiilor de impurități și a capacității parazite prin metoda minimizării abaterilor pătratice relative. Din considerente de rezistență serie de colector se evaluează apoi grosimea stratului epitaxial, simultan cu verificarea determinărilor din calculele anterioare.

Pentru datele privind profilul de impurități s-a folosit experiența acumulată la CČSIT-S, în domeniul tranzistoarelor de radiofrecvență, pentru estimarea grosimii de bază și a adâncimii sale.

Concentrația de bază se aproximează prin intermediul integralei dopării în bază, corelată prin relația matematică:

$$I_C \int_{x_E}^{x_B} N(x) dx = q D_n n_i^2 A_E \exp(q V_{BE} / k T), \quad (2)$$

de un parametru măsurabil pe caracterograf și anume curentul de colector I_C , la tensiunea bază emitor $V_{BE} = 600$ mV; în (2) s-au notat x_E , x_B — adâncimile joncțiunilor de emitor și bază, D_n — coeficientul de difuzie, n_i — concentrația intrinsecă a siliciului, k — constanta lui Boltzman, T — temperatura joncțiunii (K).

4. Particularități tehnologice

Obținerea unor tranzistoare care să prezinte performanțele statice și dinamice dorite a impus o serie de precauții suplimentare și un control strict al fluxului tehnologic de fabricație. Limitele extrem de strinse ale rezistivității ($3 \dots 3,5 \Omega \text{ cm}$ pentru TP 7110 T, respectiv $2,8 \dots 3,3 \Omega \text{ cm}$ pentru TP 7132) necesită un proces epitaxial riguros. Raportul mare lungime/lățime al benzilor de emitor și bază precum și gârziile foarte înguste au impus alinieri fidele și corodări atent controlate. Valoarea finală necesară pentru câștigul static în curent h_{FE} rezultă prin executarea difuziei de emitor în mai multe etape și a controlului interoperativității. Esențială în îmbunătățirea caracteristicilor dispozitivelor este și metalizarea tip „sandwich” titan — aluminiu.

Asupra tranzistoarelor încapsulate se execută 15 cicluri de variații rapide de temperatură între -55°C și $+125^\circ\text{C}$, în scopul eliminării dispozitivelor cu defecte de montaj (sudură insuficientă pe ambază, fire de conexiune torsionate).

O caracteristică importantă a acestor tranzistoare este câștigul în curent riguros controlat și stabil, gama de variație permisă fiind mult mai strînsă decît cea prezentată de dispersia normală a unui lot. Soluția adoptată constă într-o îmbătrînire forțată efectuată asupra tuturor exemplarelor din fiecare lot. Tran-

zistoarele se polarizează invers între emitor și bază la curent mare, timp de 24 ore, regim ce situează joncțiunea în avalanșă și stabilizează câștigul în curent [2]. Are loc, de fapt, o creștere a curentului de recombinare, care conduce la o mărire corespunzătoare a curentului de bază și în consecință o scădere pronunțată a factorului de câștig în curent (fig. 2).

Operația de îmbătrînire forțată făcînd parte din procesul de fabricație al tranzistoarelor de

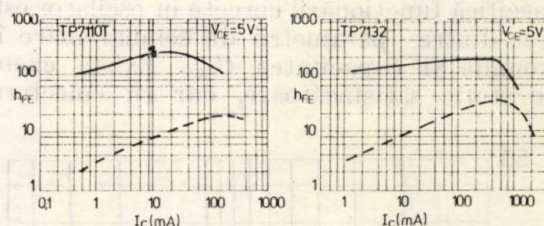


Fig. 2. Variația câștigului în curent; — inițial; ... după îmbătrînire.

microunde TP 7110 T și TP 7132, fiind o garanție a bunei funcționări a dispozitivelor, influența ei asupra celor două componente a fost studiată amănunțit. S-au efectuat mai multe cicluri de 24 ore îmbătrînire forțată, constatîndu-se că parametrul h_{FE} este practic stabilizat după al doilea ciclu (fig. 3). Evident, primul ciclu produce cea mai accentuată scă-

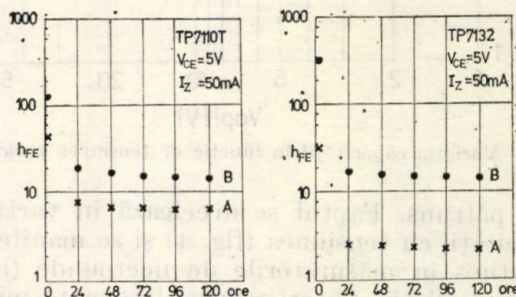


Fig. 3. Variația câștigului în curent în funcție de numărul de cicluri de îmbătrînire.

dere a lui h_{FE} . În timpul funcționării, factorul câștig în curent tinde să se modifice, revenind la o valoare apropiată de cea inițială. Aplicînd un număr mai mare de cicluri de îmbătrînire forțată se poate încetini această tendință naturală de refacere a rețelei și deci stabiliza riguros parametrul h_{FE} . Operația de îmbătrînire forțată se face pentru TP 7110 T și TP 7132 la curenți cu valorile de 50 mA și, respectiv, 100 mA, în mai multe cicluri de 24 ore.

5. Evaluare și performanțe

Măsurarea tranzistoarelor TP 7110 T și TP 7132 se face atît pentru determinarea parametrilor statici cît și în montaje specializate, impuse, în vederea testării dinamice, în condi-

ții identice cu cele din echipamentul pentru care au fost realizate.

TP 7110 T se măsoară în montaj de oscilator cu acord electronic, cu care se determină puterea de ieșire, gama de acord și variația puterii în gamă. Măsurătorile indică următoarele valori medii: puterea de ieșire la frecvența de 500 MHz este 730 ... 740 mW, gama de acord 33 MHz, iar variația puterii în gamă 0,7 ... 0,9 dB. Maximul puterii de ieșire atinge 1,06 ... 1,09 W la 466 ... 469 MHz.

Specifică funcționării corecte în oscilator este relația dintre parametrii de semnal mare în microunde și capacitatea C_{22b} . Există exemplare static satisfăcătoare, dar cu colectorul

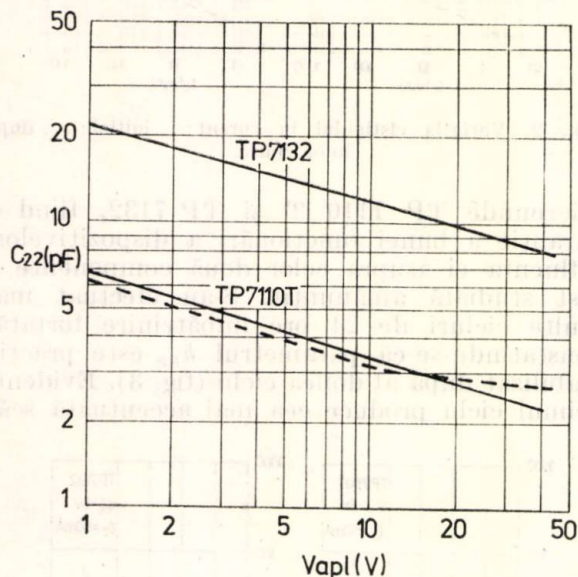


Fig. 4. Variația capacității în funcție de tensiunea aplicată.

ușor pătruns. Faptul se decelează în variația capacității cu tensiunea (fig. 4) și se manifestă defectuos în măsurătorile de microunde (ieșire din oscilație, puteri reduse, frecvențe mici). Performanțele în gama de frecvență cerută sînt condiționate de minimizarea capacității C_{22b} pentru geometria dată, realizabilă prin evitarea pătrunderii menționate.

TP 7132 se evaluează într-un circuit amplificator, determinîndu-se puterea de ieșire. Etajul de atac, echipat cu TP 7110 T, furnizează semnalul de intrare cu o frecvență fixă de 531 MHz. Se obțin puteri tipice la ieșire de 4,5 ... 5,5 W, dar există și exemplare care au furnizat valori maxime de 5,9 ... 6 W.

Deoarece cele două tranzistoare sînt destinate să lucreze în echipamente de bord pentru avioane, s-a impus efectuarea unei probe suplimentare la frig (-45°C). Dispozitivele s-au comportat bine, performanțele blocului de microunde rămîind practic neafectate.

Pentru evaluarea completă a performanțelor de radiofrecvență ale tranzistoarelor, în afara de variația frecvenței de tăiere (fig. 5), s-au

măsurat și parametrii S la semnal mare, în conexiune emitor comun. Se utilizează un sistem conectat la un analizor de impedanțe (tip $Z - g$ Diafrag) [3] și o montură de test adecvată tipurilor de capsule microstrip TO 117 și TO 129. În vederea determinării depen-

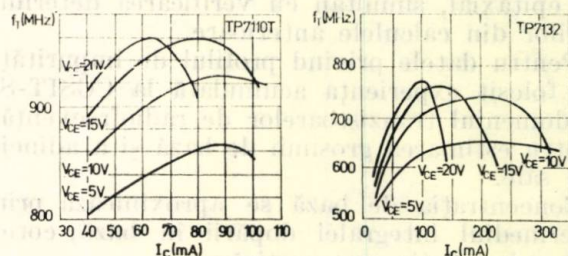


Fig. 5. Variația frecvenței de tranziție funcție de curentul de colector.

denței de frecvență și de nivelul de semnal a parametrilor S , s-au făcut măsurători în gama 0,5 ... 1 GHz, pentru puteri incidente de 0,1 ... 0,5 W (TP 7110 T) și 0,2 ... 1 W (TP 7132). Pe baza parametrilor S măsurati, s-au proiectat și realizat etaje de amplificări în

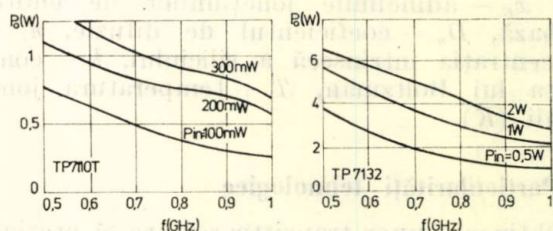


Fig. 6. Diagramele putere de ieșire-frecvență.

clasă C echipate cu cite un tranzistor din cele două tipuri, fiecare prevăzut cu circuite de adaptare ajustabile pentru obținerea cîștigurilor maxime în putere la frecvențele de interes. Diagramele putere de ieșire — frecvență, pentru diverse puteri la intrare, sînt date în figura 6. De remarcă că, în ceea ce privește cîștigul în putere în clasă C, tranzistoarele supuse procesului de îmbătrînire sînt inferioare celor neîmbătrînite, fapt justificat de valoarea mai mică a factorului h_{FE} , deci și a factorului h_{fe} .

6. Concluzii

Tranzistoarele de putere în domeniul microundelor TP 7110 T și TP 7132 sînt primele dispozitive din această categorie, omologate la CCSIT—S, capabile să genereze sau să amplifice semnale cu frecvențe pînă la 1 GHz. Experiența acumulată în proiectare și execuția tehnologică va permite extinderea acestei game de componente.

Bibliografie

- [1] Cooke, H. P. Proc. of the IEEE, vol. 59, 1971, p. 1163
- [2] Mc Donald, B. A. IEEE Trans., vol. ED-17, 1970, p. 871.
- [3] Iordănescu, S. EEA-Aut. și EL, vol 25, nr. 1, 1981, p.20.

CZ 621.313 : 534.837

DISPOZITIVE CU AVALANȘĂ
SURSĂ GENERATOARE
DE ZGOMOT

Tratarea matriceală a zgomotului în dispozitivele cu avalanșă

SORIN VOINIGESCU, DAN DASCĂLU* — BUCUREȘTI

Introducere

Este cunoscut faptul că zonele de avalanșă din dispozitivele semiconductoare sînt foarte „zgomotoase”, iar problema minimizării zgomotului este importantă pentru unele aplicații. Situația tipică este cea a dispozitivelor din familia IMPATT (Impact Avalanche Transit Time) utilizate în generarea și amplificarea microundelor [1].

Lucrarea formulează matriceal ecuațiile pentru dispozitivele semiconductoare și prezintă un model original al principalelor surse generatoare de zgomot în zonele de avalanșă. Rezolvarea sistemului de ecuații corespunzător se face pe baza metodei sistemelor de ecuații diferențiale cu perturbatie distribuție. Este tratat cazul mai multor distribuții de probabilitate ale variabilelor aleatoare ce intervin în descrierea surselor de zgomot. Se obține spectrul curentului de zgomot al zonei în funcție de frecvența de lucru și de amplitudinea semnalului prin dispozitiv. Teoria este exemplificată numeric în cazul particular al diodelor IMPATT simplu drift (ω Si și GaAs) [1, 2] și se reprezintă grafic variația zgomotului cu frecvența.

I. Sursele de zgomot

După cum se știe există mai multe cauze care duc la apariția zgomotului în dispozitivele cu avalanșă.

După Hines [3] și Convert [4] principalele surse de zgomot sînt:

$g_1(x, t)$ = sursa zgomotului produs în zona de avalanșă prin generarea aleatoare de perechi electron-gol (generare prin șoc).

$g_2(x, t)$ = sursa de zgomot datorată fluctuațiilor curentului continuu prin dispozitiv (zgomot de injecție).

Aceste două surse de zgomot sînt independente statistic [5] și pot fi modelate pe baza variabilelor aleatoare x_k , t_k (momentele generării prin șoc) și t_{0i} (momente de fluctuație). Pornind de la explicațiile lui Hines și Convert [3, 4] propunem următoarea dezvoltare matriceală a surselor de zgomot.

$$g_1(x, t) = \begin{bmatrix} g_{1n}(x, t) \\ g_{1p}(x, t) \end{bmatrix} = (C/\tau_x) \sum_k q \delta(x - x_k) \sigma(t - t_k) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

* Institutul politehnic — București, Facultatea de electronică și telecomunicații.

$$g_2(x, t) = \begin{bmatrix} g_{2n}(x, t) \\ g_{2p}(x, t) \end{bmatrix} = (C/\tau_x) \begin{bmatrix} \sum_i q \delta(x - x_0) \sigma(t - t_{0i}) \\ \sum_i q \delta(x - w) \sigma(t - t_{0i}) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

unde cu indice „n” s-au notat termenii corespunzători electronilor iar cu indice „p” cei corespunzători golurilor (fig. 1, 2).

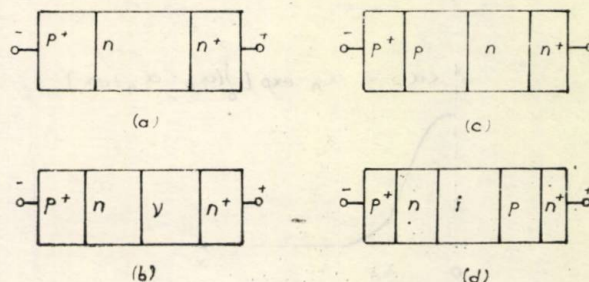


Fig. 1. Tipuri de diode IMPATT la care se poate aplica studiul matriceal pe zone: a — diodă IMPATT simplu drift; b — diodă IMPATT hi-low (diodă Read); c — diodă IMPATT dublu drift; d — diodă DAR-IMPATT (Double Avalanche Region) — dublă zonă de avalanșă.

Cu $\delta(x)$ s-a notat funcția (distribuția) impuls unitate; cu $\sigma(t)$ s-a notat funcția treaptă unitate (Heaviside); $C = \Delta f/A$ (Δf = unitatea de bandă s^{-1}); A este aria activă a dispozitivului cm^2); iar τ_x reprezintă notația introdusă de Hines [3] pentru timpul mediu între două ciocniri ale unui purtător ce străbate zona de avalanșă.

Sursa totală de zgomot este:

$$g(x, t) = g_1(x, t) + g_2(x, t). \quad (3)$$

Numărul mediu de termeni care apar în sumele (1), (2) este:

$$N = \frac{J_0 A X_A}{2v_s}, \quad (4)$$

în care: v_s este viteza saturată a purtătorilor (s-a considerat o valoare medie pentru electroni și goluri), J_0 — densitatea de curent continuu prin dispozitiv, X_A — lungimea zonei de avalanșă. În calculele care urmează am luat în considerație mai multe variante posi-

bile ale densității de probabilitate a variabilei aleatoare X_k , după cum urmează.

1. O distribuție normală, susținută și de rezultatele experimentale obținute de Sjölund [5]:

$$X(x_k) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(x_k - \bar{x}_k)^2}{2\sigma_x^2} \right], \quad (5)$$

unde: $X_k = \sigma_k = X_A/2$.

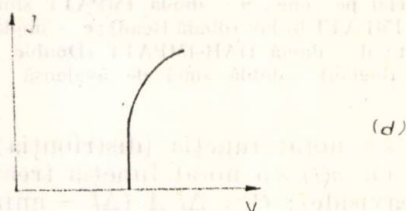
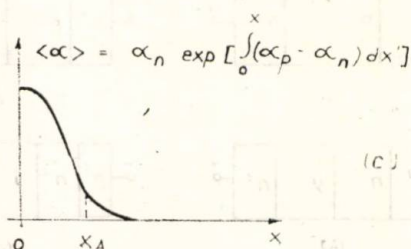
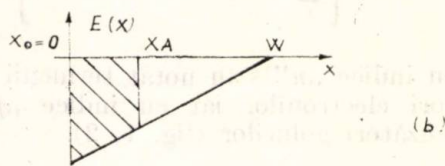
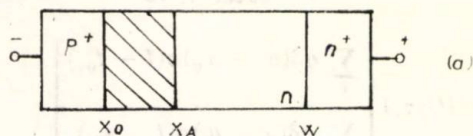


Fig. 2. Modelul pe zone al diodei IMPATT simplu drift: a) — zonele diodei simplu drift. Hașurat este prezentat zona de avalanșă. b) — câmpul electric corespunzător polarizării de curent continuu, c) — integrala de ionizare; d) — caracteristici $J - V$ în regim static.

2. O distribuție identică cu cea a integralei de ionizare, care, ținând seama de fizica zonei de avalanșă ar fi cea mai plauzibilă:

$$X(x_k) = \alpha_n(x_k) \exp \left\{ -\int_0^{x_k} [\alpha_n(x'_k) - \alpha_p(x'_k)] dx'_k \right\}, \quad (6)$$

(în cazul în care avalanșa e inițiată de electroni de la stînga) figurile 1 și 2.

3. O distribuție uniformă, mult mai simplă dar care se potrivește dispozitivelor cu $\alpha_n = \alpha_p$ (se anulează termenul din exponențială în expresia (6) și $\bar{\alpha} = 1/X_A$). Această variantă prezintă avantajul unui calcul mai simplu

ducînd la rezultate analitice mai ușor interpretabile.

$$X(x_k) = \begin{cases} 1/X_A & \text{pentru } x_k \in [0, x_A] \\ 0 & \text{în rest.} \end{cases} \quad (7)$$

În ceea ce privește variabilele aleatoare t_k și t_{0i} , se consideră distribuțiile propuse de Sjölund [5], pe baza măsurătorilor experimentale:

$$T(t_k) = \frac{I(t_k)}{I_0 T}; \quad T_{0i} = \frac{I(t_{0i})}{I_0 T}, \quad (8)$$

unde T este perioada semnalului aplicat dispozitivului, $I_{(t)}$ = densitatea totală a curentului prin dispoziv.

II. Formularea matriceală a ecuațiilor dispozitivelor cu avalanșă

Tratarea matriceală a dispozitivelor este eficientă în cazul cînd acestea pot fi divizate în mai multe zone cu caracteristici diferite așezate în cascadă [6]. În figura 1 sînt reprezentate cîteva tipuri de diode IMPATT studiate cu această metodă. În figura 2 este detaliat modelul unei diode IMPATT simplu drift n^+pp^+ . Fiecărei zone îi corespunde un sistem format din 2 ecuații de continuitate și ecuația lui Poisson. În cazul zonei de avalanșă acesta devine [1, 2]:

$$\begin{cases} \frac{\partial E}{\partial x} = \frac{q}{\epsilon} \left[N_D(x) - N_A(x) + \frac{1}{qv_{ps}} J_p(x) - \frac{1}{qv_{ns}} J_n(x) \right], \\ \frac{\partial J_n}{\partial x} = \frac{1}{v_{ns}} \frac{\partial J_n}{\partial t} - \alpha_n J_n - \alpha_p J_p, \\ \frac{\partial J_p}{\partial x} = -\frac{1}{v_{ns}} \frac{\partial J_p}{\partial t} + \alpha_p J_p + \alpha_n J_n. \end{cases} \quad (9)$$

Pentru a obține sistemul corespunzător zonei de drift (cu viteză saturată) este suficientă anularea ratelor de ionizare α_n, α_p în (9).

În calculul zgomotului nu interesează decît partea de semnal mic a termenilor din sistemul (9), la care se adugă sursa de zgomot $g(x, t)$ prin termenii corespunzători curenților de electroni și de goluri. În aceste condiții zona de avalanșă este modelată de următoarea ecuație matriceală în care intervin transformatele Fourier ale mărimilor din ecuațiile (9):

$$\frac{\partial y(x, \omega)}{\partial x} = A(x, \omega) \cdot y(x, \omega) + \sum_k \delta(x - x_k) S_k + \sum_i \delta(x - x_0) S_{0i} + \sum_i \delta(x - w) S_{wi}, \quad (10)$$

în care $y(x, \omega)$, S_k , S_{oi} , S_{wi} sînt vectori coloană în spațiul complex cu 3 dimensiuni $\mathbb{C}^3$ și au următoarea formă:

$$y(x, \omega) = \begin{bmatrix} E_1(x, \omega) \\ J_{n1}(x, \omega) \\ J_{p1}(x, \omega) \end{bmatrix}; S_k = \frac{Cqe^{-j\omega t_k}}{j\omega\tau_x} \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$S_{oi} = \frac{Cqe^{-j\omega t_{oi}}}{j\omega\tau_x} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; S_{wi} = \frac{Cqe^{-j\omega t_{wi}}}{j\omega\tau_x} \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

$A(x, \omega)$ este matrice 3×3 cu termeni complecși, corespunzătoare zonei de avalanșă:

$$A(x, \omega) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{\varepsilon_s V_{ns}} & \frac{1}{\varepsilon_s V_{ps}} \\ -\alpha_1 J_0 & \frac{j\omega}{V_{ns}} - \alpha_{n0} & -\alpha_{p0} \\ \alpha_1 J_0 & \alpha_{n0} & \alpha_{p0} - \frac{j\omega}{V_{ps}} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

În determinarea expresiilor (11), (12), (13) s-au utilizat următoarele notații de semnal mic:

$$\begin{aligned} E(x) &= E_0(x) + E_1(x)e^{j\omega t}; |E_1(x)| \ll |E_0(x)|, \\ J_n(x) &= J_{n0}(x) + J_{n1}(x)e^{j\omega t}; |J_{n1}(x)| \ll |J_{n0}(x)|, \\ J_p(x) &= J_{p0}(x) + J_{p1}(x)e^{j\omega t}; |J_{p1}(x)| \ll |J_{p0}(x)|, \\ \alpha_{n(p)}(x) &= \alpha_{n0(p0)}(x) + \alpha_1 E_1(x)e^{j\omega t}; \alpha_1 = \frac{d\alpha_{n(p)}}{dE}. \end{aligned}$$

Valorile proprii ale matricii $A(x, \omega)$ prezintă un interes deosebit în dezvoltarea metodei de calcul care urmează. Din punct de vedere fizic ele corespund unui sistem de unde independente care descriu modul de evoluție al curenților și cîmpului în orice punct al dispozitivului. Se remarcă în expresia valorilor proprii (14) dependența lor de frecvență și de curentul continuu prin dispozitiv.

$$\bar{\lambda}_1 = 0; \bar{\lambda}_{2,3} = -k \pm \sqrt{k^2 + \frac{2\alpha_1 J_0}{\varepsilon_s \omega_d} - \bar{\omega}^2 - 2i\bar{\omega}}. \quad (14)$$

În expresia (14) sînt redată într-o formă mai ușor de interpretat valorile proprii ale matricii $A(x, \omega)$ normate la $(\alpha_{n0} + \alpha_{p0})/2$ ca de alt-

fel toți termenii acestei matrice după cum urmează:

se remarcă o evoluție de tip „rezonanță” a părții reale a expresiei de sub radical în care $K^2 + 2\alpha_1 J_0 / \varepsilon_s \omega_d$ este tocmai „frecvența de rezonanță” normată a zonei de avalanșă în cazul general $\alpha_n \neq \alpha_p$ [2, 3].

III. Metoda de calcul

Ecuția matricială (10) corespunde unui sistem de ecuații diferențiale cu perturbare distribuită. Wexler și Halanay [7] au găsit o soluție de forma:

$$y(x, x_0, \omega) = Y(\omega, x, x_0)y_0 + \sum_{x_0 \leq x_j < x} Y(\omega, x, x_j)\delta_j, \quad (15)$$

în care prin S_j s-au inclus toți termenii S_k precum și $S_0 = \sum_i S_{oi}$ și $S_w = \sum_i S_{wi}$. S-au notat:

— $Y(\omega, x, x_0)$ este matricea fundamentală de soluții a sistemului omogen (deci în lipsa zgomotului):

$$Y(\omega, x, x_0) = W(x, \omega) \cdot W^{-1}(x_0, \omega), \quad (16)$$

unde $W(x, \omega)$ reprezintă wronskianul sistemului omogen diagonalizat iar $Y(\omega, x, x_0)$ este matricea soluțiilor în sistemul de vectori proprii corespunzător valorilor proprii $\lambda_{1,2,3} \cdot Y(\omega, x, x_0)$ și $A(x, \omega)$ au formă diagonală în același sistem de vectori proprii [7];

— $y_0 = y(x_0, x_0, \omega)$ reprezintă condiția la limită în punctul x_0 (cunoscută).

În expresia soluției (15) suma reprezintă partea de zgomot. Termenii sumei sînt funcții de variabilă aleatoare x_j, t_j . Considerînd momentele de generare prin șoc și cele de fluctuație independente statistic, se poate calcula spectrul de zgomot mediu datorat unui singur termen al sumei prin mediere statistică.

$$|S(\omega, x)| = N | \overline{Y(\omega, x, x_k) \cdot S_k} |^2, \quad (17)$$

$$\begin{aligned} &| \overline{Y(\omega, x, x_k) \cdot S_k} |^2 = \\ &= \int_0^T \int_0^{x_A} |Y(\omega, x, x_k) \cdot S_k|^2 X(x_k) T(t_k) dx_k dt_k, \end{aligned} \quad (18)$$

cu următoarea convenție de notație:

$$\begin{aligned} &|Y(\omega, x, x_k) S_k|^2 = \\ &= [Y(\omega, x, x_k) \cdot S_k] \cdot [Y(\omega, x, x_k) \cdot S_k]^*, \end{aligned} \quad (19)$$

(t^* indică operația de transpunere și conjugare de matrice). Deoarece în cazul unui dispozitiv

cu mai multe zone soluția se obține prin cuplarea matricelor fiecărei zone, în cazul unui dispozitiv cu o zonă de avalanșă și una de drift formula (17) devine:

$$|S(\omega, x)| = N \cdot |\overline{Y^{(d)}(\omega, x, x_A) \cdot Y^{(a)}(\omega, x_A, x_k) \cdot S_k}|^2, \quad (20)$$

în care indicii superiori indică natura zonei:

$$Y^{(a)}(\omega, x_A, x_k) = [\tau] \begin{bmatrix} e^{\lambda_1(x-x_0)} & 0 & 0 \\ 0 & e^{\lambda_2(x-x_0)} & 0 \\ 0 & 0 & e^{\lambda_3(x-x_0)} \end{bmatrix} [\tau]^{-1},$$

este matricea transformării care diagonalizează matricea $A^{(a)}$ corespunzătoare zonei de avalanșă.

Matricea soluțiilor pentru zona de drift are o expresie similară.

Observație: În obținerea expresiei (21) s-a utilizat noțiunea de exponențială a unei matrice cu proprietățile care derivă din modul ei de definire [8].

IV. Expresia spectrului curentului de zgomot în cazul diodei IMPATT simplu drift

Urmărind metoda expusă anterior s-au calculat separat curenții de zgomot determinați de fiecare sursă de zgomot în parte (ținând seama de independența statistică a acestora). Pentru o interpretare mai comodă a expresiei analitice s-a considerat cazul $\alpha_1 = 0$. În aceste condiții (10) și (15) se reduc la matricele 2×2 deoarece ecuațiile de curent devin într-o primă aproximație independente de cimp.

S-a obținut următoarea expresie a raportului dintre spectrul curentului de zgomot și spectrul curentului prin dispozitiv este vorba în ambele cazuri de curentul de conducție):

$$N(\bar{\omega}) = \gamma(J_0/J_1)^2 \frac{1}{\bar{\omega}^2} [F(\bar{\omega}) + \bar{x}_A], \quad (22)$$

unde am convenit asupra următoarelor notații:

$$\bar{x}_A = \frac{2x_A}{\alpha_{n0} + \alpha_{p0}}; \quad \gamma = \frac{qx_A A C^2 \tau_x^{-2}}{j_0 v_s \bar{x}_A \omega_d^2}; \quad T_2 = \frac{2x_d}{v_s},$$

$$F(\bar{\omega}) = \frac{|A_2|^2 \frac{H_1}{k_1} (e^{k_1 \bar{x}_A} - 1) + \frac{H_2}{k_2} |A_1|^2 (e^{k_2 \bar{x}_A} - 1) + 2Re \left\{ \frac{A_1^* A_2}{k_3} H_3 (e^{k_3 \bar{x}_A} - 1) \right\}}{|A_4|^2 H_1 (e^{k_1 \bar{x}_A} - 1) + |A_3|^2 H_2 (e^{k_2 \bar{x}_A} - 1) + 2Re \{A_3^* A_4 H_3 (e^{k_3 \bar{x}_A} - 1)\}},$$

$$\bar{\lambda}_{1,2} = k \pm \sqrt{k^2 - \bar{\omega}^2 - 2i\bar{\omega}}$$

(pentru o diodă p^+nn^+),

$$A_1 = \bar{\lambda}_1 - i\bar{\omega} + \alpha_p - \bar{\alpha}_n; \quad A_2 = \bar{\lambda}_2 - i\bar{\omega} + \bar{\alpha}_p - \bar{\alpha}_n; \quad k_{1,2} = \bar{\lambda}_{1,2} + \bar{\lambda}_{1,2}^*,$$

$$A_3 = \bar{\lambda}_1 - i\bar{\omega} + \bar{\alpha}_p; \quad A_4 = \bar{\lambda}_2 - i\bar{\omega} + \bar{\alpha}_p;$$

$$\alpha_3 = \bar{\lambda}_1 + \bar{\lambda}_2^*,$$

$$H_{1,2} = \bar{\alpha}_n^2 - 2\bar{\alpha}_n \bar{\alpha}_p \cos(\bar{\omega} T_L \omega_d) - 2\bar{\alpha}_n \bar{\omega} \sin(\bar{\omega} T_L \omega_d) - 2\bar{\alpha}_n \times \\ \times Re\{\bar{\lambda}_{1,2} \exp[j\bar{\omega} T_L \omega_d]\} + |A_{3,4}|^2.$$

$$H_3 = -\bar{\alpha}_n^2 + 2\bar{\alpha}_n \bar{\alpha}_p \cos(\bar{\omega} T_L \omega_d) +$$

$$+ 2\bar{\alpha}_n \bar{\omega} \sin(\bar{\omega} T_L \omega_d) + \bar{\alpha}_n [\bar{\lambda}_2^* \exp(-j\bar{\omega} T_L \omega_d) + \bar{\lambda}_1 \exp(j\bar{\omega} T_L \omega_d)] - A_3 A_4^*.$$

V. Aplicația numerică și interpretarea rezultatelor

Ca aplicație s-a studiat zgomotul în diode IMPATT simplu drift de tip p^+nn^+ și n^+pp^+ cu Si și GaAs, pentru care (date tipice la 10 GHz) lungimea zonei de avalanșă este $X_A = 1 \mu\text{m}$, iar a zonei de drift $X_d = 3 \mu\text{m}$. Parametrii utilizați în calcule au valorile din tabelul 1.

	α_p cm^{-1}	α_n 10^4	v_s cm/s $\cdot 10^7$	ω_d $10^{11}/\text{s}$	K	$\bar{\alpha}_p$	$\bar{\alpha}_n$	X_A
Si	0,6	4,4	1	2,5	0,75	0,24	1,76	2,5
GaAs	1,86	1,86	0,9	1,67	0	1	1	1,86

Funcția $F(\bar{\omega})$, reprezentată în figura 3, exprimă contribuția sursei de zgomot $g_1(x, t)$. Ea depinde puternic de frecvență dar și de parametrii de dispozitiv și material K , X_A și timpul de tranzit al zonei de drift. Zgomotul de avalanșă variază după legea $1/\omega^2$ (fig. 3, 4) la frecvențe joase (rezultat cunoscut) și prezintă un minim pronunțat pentru $\omega = K\omega_d$ ($K \neq 0$, Si), rezultat inedit. La frecvențe foarte înalte $f \gg K\omega_d/2$ se remarcă o evoluție de tipul $1/\omega^3$ a zgomotului de avalanșă (fig. 4).

În general zgomotul de injecție poate fi neglijat (se neglijează X_A în (22)). El nu contează decât în jurul frecvenței corespunzătoare lui $\bar{\omega} = K$ (fig. 4) la care zgomotul este redus.

Se remarcă dependența spectrului total de zgomot de densitatea curentului continuu prin

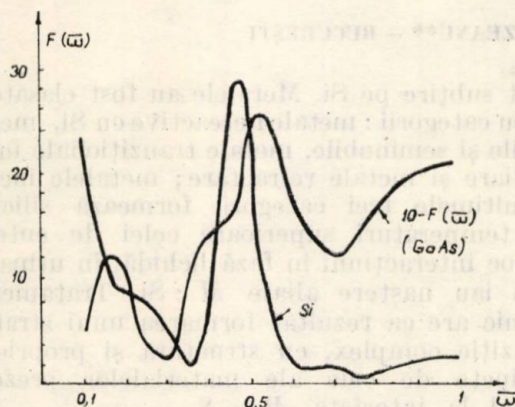


Fig. 3. Dependența zgomotului de avalanșă de frecvență în cazul dispozitivelor cu Si și GaAs.

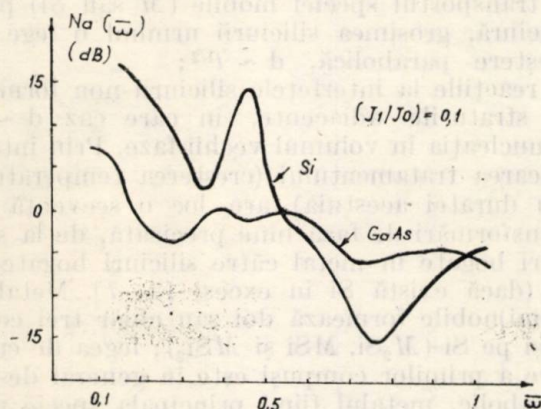


Fig. 4. Raportul de zgomot $N(a)(\bar{\omega})$ în funcție de frecvență pentru Si și GaAs.

dispozitiv precum și de amplitudinea semnalului (fig. 5).

Zgomotul diodelor cu GaAs este mult mai mic decât al celor cu Si (rezultat bine cunoscut din literatură). Explicația acestui fenomen constă în proprietățile de material diferite ale GaAs și Si ($\alpha_{GaAs} < \alpha_{Si}$; $v_{SGaAs} < v_{SSi}$; $\omega_{dGaAs} < \omega_{dSi}$ și în primul rând identitatea ratelor de ionizare $\alpha_n \cong \alpha_p$ la GaAs* spre deosebire de Si. Ratele de ionizare egale duc la o echilibrare a proceselor aleatoare de generare prin șoc din zona de avalanșă și implicit la o scădere a acestei forme de zgomot.

* Măsurători mai recente au arătat că și pentru GaAs $\alpha_n \neq \alpha_p$, dar în acest caz $|K| \ll 1$, $K \ll 0$ ceea ce nu influențează explicația cauzei zgomotului redus la dispozitivele cu GaAs. Mai mult chiar, această inegalitate poate fi speculată la reducerea zgomotului în dispozitivele cu GaAs la care ω_d este foarte mare (se va vedea în continuare).

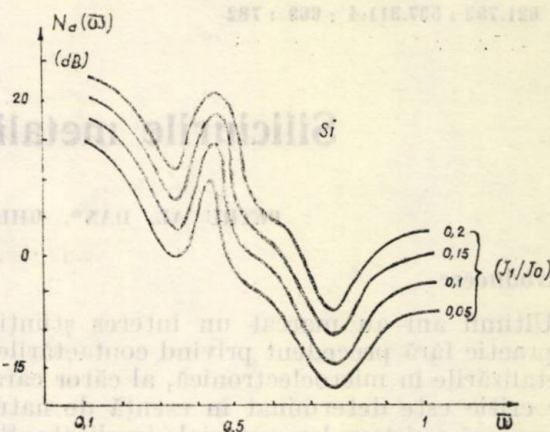


Fig. 5. Raportul de zgomot $N(a)(\bar{\omega})$ la diferite valori ale raportului I_0/I_1 în cazul în care materialul utilizat este Si.

VI. Concluzii

Teoria dezvoltă fenomenele de zgomot în zonele de avalanșă pornind de la ipoteze și ecuații fundamentale, aplicând pentru prima dată la rezolvarea acestor probleme metoda sistemelor de perturbare distribuție. Această metodă ne permite studiul zgomotului în condițiile de funcționare normală a dispozitivului (fără a face presupuneri tipice în literatură, de funcționare în gol sau în scurtcircuit, care nu corespund unor situații reale) [4, 5, 9].

Sînt generalizate rezultate existente în literatură și se obțin, de asemenea, rezultate calitativ noi. Astfel, dependența de frecvență a zgomotului de avalanșă este mult mai complexă pentru semiconductori cu rate de ionizare diferite. Deosebit de interesantă este apariția unui minim pronunțat al zgomotului diodelor IMPATT la o frecvență caracteristică ce poate fi controlată prin curentul de polarizare și câmpul electric prin dispozitiv.

Bibliografie

- [1] Dascălu, D. Electronic Processes in Unipolar Solid-State Devices. Edit. Academiei București și Abacus Press Tunbridge Wells, Kent, 1977, p. 240.
- [2] Sze, S. M. Physics of Semiconductor Devices, John Wiley, New York, 1981, p. 99.
- [3] Hines, M. E., IEEE Transactions on Electronic Devices vol. E. D. -13, nr. 1, 1966, p. 1969.
- [4] Convert, G., Proceeding of the IEEE, vol. 59, nr. 8, 1971, p. 1265.
- [5] Sjölund, A. Noise at Large RF Amplitudes in IMPATT Oscillators, 1971, comunicată de autor.
- [6] Dascălu, D., Transit Time Effects in Unipolar Solid State Devices, Edit. Academiei Abacus Press, București și Tunbridge Wells, Kent 1974.
- [7] Halanay, A., Wexler, D. Teoria calitativă a sistemelor cu impulsuri, Edit. Academiei, București, 1968, p. 129.
- [8] Șabac, G. Matematici speciale, București, Edit. Didactică și Pedagogică 1981.
- [9] Datta, D. N., Pal, B. B. Solid State Electronics, vol. 23, 1980, p. 177.

CZ 621.793 : 537.311.4 : 669 : 782

METALIZARE
CONTACTARE
SILICIURI

Siliciurile metalice în microelectronică

PETRU AL. DAN*, GHEORGHE BREZEANU** — BUCUREȘTI

Introducere

Ultimii ani au marcat un interes științific și practic fără precedent privind contactările și metalizările în microelectronică, al căror caracter critic este determinat în esență de natura eterogenă a sistemelor materiale implicate. Siliciurile cîștigă rapid teren în raport cu metalizările clasice (de exemplu Al/Si). Prezenta lucrare urmărește deschiderea acestei importante direcții și în cercetarea românească de semiconductoare. În acest scop, se încearcă o sinteză a principalelor rezultate din literatura recentă și a cercetărilor proprii, bazate pe un arsenal larg și modern de tehnici experimentale și de calcul. Considerente legate de spațiul limitat nu permit anexarea unei liste bibliografice exhaustive.

1. Interacțiuni metal-semiconductor la temperaturi ridicate

Tratamentul termic are un efect decisiv asupra formării contactului (C) metal (M) — semiconductor (S) și a stabilirii proprietăților metalizării. Cele mai uzuale sînt tratamentele la temperaturi inferioare celei de eutectic. Acestea induc procese termice în fază solidă, care pot fi nereactive (interacțiuni fizice fără formare de compuși — cazul Al, Au, sau Ag pe Si), sau reactive (interacțiuni fizico-chimice cu formare de siliciuri). În tabelul 1 sînt încadrate

TABELUL I

	Ia	IIa	IIIb	IVb	Vb	VIb	VIIb	VIIIb	IXb	Xb	Ib	IIb	IIIa	IVa	Va
2	Li	Be													
3	Na	Mg													
4	K	Ca	Sc	Ti	V	Cr	Mn	Fe	Co	Ni	Cu	Zn	Ga	Ge	
5	Rb	Sr	Y	Zr	Nb	Mo		Ru	Rh	Pd	Ag	Cd	In	Sn	Sb
6	Cs	Ba	La	Hf	Ta	W	Re	Os	Ir	Pt	Au	Hg	Tl	Pb	Bi

elementele sistemului periodic care formează cu Si siliciuri, în urma unui tratament termic [1]; se observă că majoritatea sistemelor metal/Si conduc la formarea unor astfel de compuși. În figura 1 sînt indicate domeniile practice de temperaturi de tratament (T) și eventualii compuși formați, în funcție de cele mai coborîte temperaturi de eutectic din diagramele de fază (T_{eut}), pentru cîteva metale uzuale depuse în

strat subțire pe Si. Metalele au fost clasate în patru categorii: metale nereactive cu Si, metale nobile și seminobile, metale tranzitionale intermediare și metale refractare; metalele incluse în ultimele trei categorii formează siliciuri. La temperaturi superioare celei de eutectic au loc interacțiuni în fază lichidă, în urma cărora iau naștere aliaje $M:Si$. Tratamentul termic are ca rezultat formarea unui strat de tranziție complex, cu structură și proprietăți distincte de cele ale materialelor prezente inițial la interfața $M-S$.

Cinetica formării siliciurii poate fi dominată de [2–4]:

a) transportul speciei mobile (M sau Si) prin siliciură, grosimea siliciurii urmînd o lege de creștere parabolică, $d \sim t^{1/2}$;
b) reacțiile la interfețele siliciurii nou formate cu straturile adiacente, în care caz $d \sim t$;
c) nucleația în volumul vechii faze. Prin intensificarea tratamentului (creșterea temperaturii sau duratei acestuia) are loc o secvență de transformări de fază bine precizată, de la siliciuri bogate în metal către siliciuri bogate în Si (dacă există Si în exces) [5–7]. Metalele (semi)nobile formează doi sau chiar trei compuși pe Si (M_2Si , MSi și MSi_2); legea de creștere a primilor compuși este în general de tip parabolic, metalul fiind principala specie mobilă; energia de activare a creșterii (E_A) are valori între 1,1–1,9 eV. Metalele intermediare formează doi compuși (MSi și MSi_2), la temperaturi mai ridicate, tot după o lege de creștere parabolică, cu $E_A = 1,3–2,5$ eV; specia mobilă este Si. Metalele refractare formează un singur compus (MSi_2), la temperaturi înalte, legea de creștere fiind liniară, cu $E_A = 1,7–3,7$ eV; specia mobilă este Si. Pămînturile rare (lantanide) formează de asemenea disiliciuri (MSi_2), în general prin nucleație [7]. Anumite siliciuri pot crește epitaxial pe Si (de exemplu, $NiSi_2/Si$ [8]).

În figura 2 este prezentat spre ilustrare cazul contactului Ni/Si. Se observă că nu toți compușii din diagrama de fază se formează în cazul reacției în strat subțire; stoechiometria acestora depinde de elementul prezent în exces (substratul). De asemenea, nu orice perechi de faze (M , Si sau siliciuri) se pot afla în echilibru. Acest lucru rezultă și din calculul evoluției straturilor formate prin tratament termic; rezultatul este reprezentat în figura 3, pentru cazul unui strat inițial de $0,5 \mu m$ de

* Întreprinderea de piese radio și semiconductoare — Băneasa

** Institutul politehnic-București

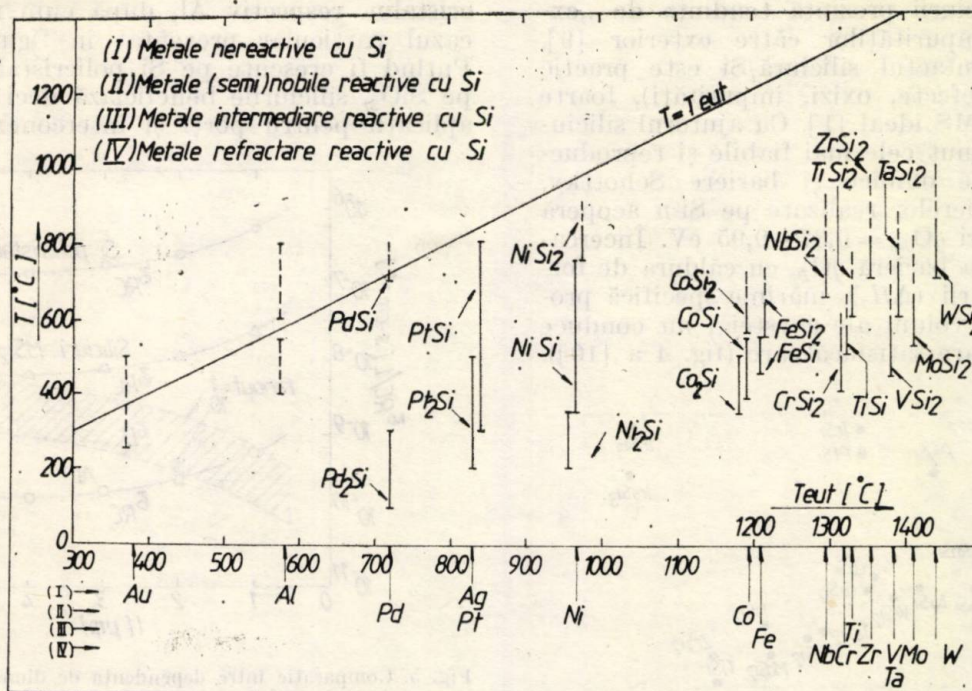


Fig. 1. Domeniile practice de temperaturi de tratament (T) și eventualii compuși formați, în funcție de cele mai coborâte temperaturi de eutectic din diagramele de fază (T_{eut}), pentru metale depuse în strat subțire pe Si.

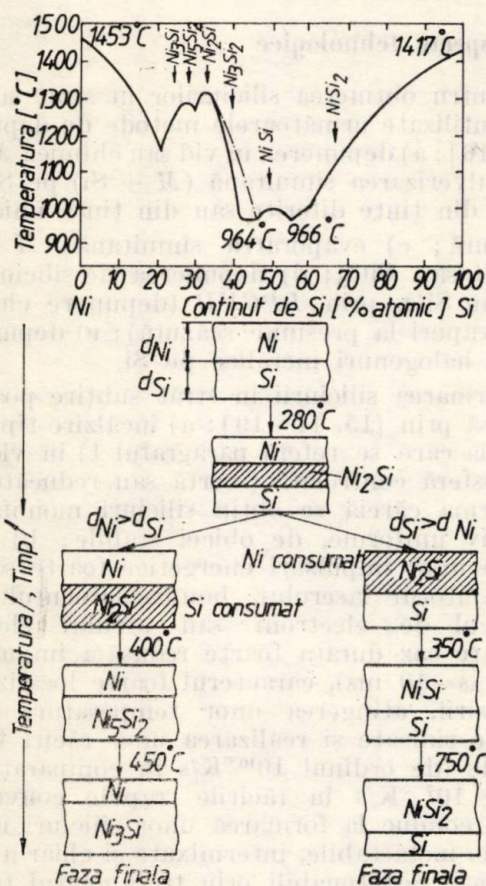


Fig. 2. Contactul Ni/Si. Diagrama de fază și secvența transformărilor de fază în timpul tratamentului termic tip cup-tor.

Ni depus pe Si. Monosiliciura $NiSi$ începe să se formeze la interfața Ni_2Si/Si numai după epuizarea integrală a metalului pur; creșterea Ni_2Si este limitată de transportul Ni prin siliciură, iar creșterea $NiSi$ este limitată de reacția la interfața cu Si. În sfârșit $NiSi_2$ se formează la temperaturi ridicate prin nucleație în $NiSi$.

2. Proprietăți ale siliciurilor în strat subțire

Siliciurile sint în general metalice [6], constituind electrodul metalic efectiv al CMS. Interfața este localizată sub nivelul suprafeței inițiale a Si, după cum se observă în figura 3.

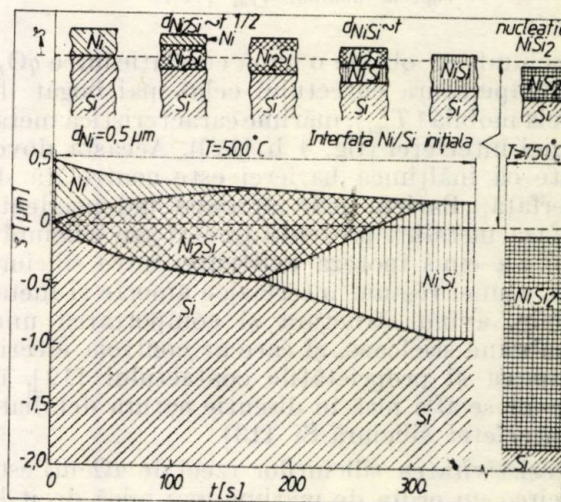


Fig. 3. Evoluția straturilor formate în timpul tratamentului termic, la un contact $Ni(0,5 \mu m)/Si$.

Formarea siliciurii prezintă tendința de „extragere” a impurităților către exterior [9], astfel încât contactul siliciură/Si este practic intim (fără defecte, oxizi, impurități), foarte apropiat de CMS ideal [1]. Cu ajutorul siliciurilor s-au obținut cele mai fiabile și reproducibile contacte ohmice și bariere Schottky. Înălțimile barierelor realizate pe Si-n acoperă gama de valori $q\phi_{Bn} = 0,37 - 0,95$ eV. Încercarea de a corela bariera $q\phi_{Bn}$ cu căldura de formare a siliciurii (ΔH_f), mărime specifică proprietăților de volum ale acesteia, nu conduce la o interpretare satisfăcătoare (fig. 4 a [10]).

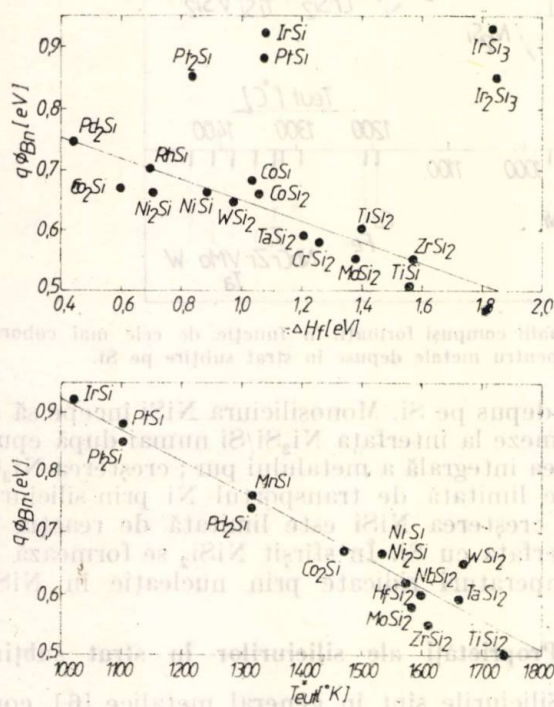


Fig. 4. Corelația între înălțimile barierelor siliciură/Si-n $q\phi_{Bn}$ și: (a) căldurile de formare a siliciurilor, ΔH_f [10], respectiv (b) temperaturile eutecticelor celor mai bogate în specia mobilă, T_{eut}^* [11].

În schimb se obține o bună corelație între $q\phi_{Bn}$ și temperatura eutectului celui mai bogat în specia mobilă (T_{eut}^*), mărime caracteristică metalurgiei interfeței (fig. 4 b [11]). Aceasta dovedește că înălțimea barierei este controlată de interfață. Bariera este aproape independentă de faza metalică prezentă (metal sau siliciură). Deși s-a emis ipoteza existenței între siliciură și Si a unei regiuni interfazice amorphe și metastabile, având structura și comportarea unei membrane sticloase, și care ar controla efectiv formarea și proprietățile contactului [12], în prezent se află încă în discuție natura detaliată a interfeței siliciură-Si [13].

Rezistivitatea siliciurilor (zeci de $\mu\Omega\text{cm}$) este cu circa un ordin de mărime mai mică decât la Si policristalin, conducând la constante de întârziere intermediare în comparație cu Si poli-

cristalin, respectiv Al, după cum rezultă din cazul particular prezentat în figura 5 [14]. Putînd fi crescute pe Si policristalin și chiar pe SiO_2 , siliciurile beneficiază deci și de largi aplicații pentru porți și interconexiuni.

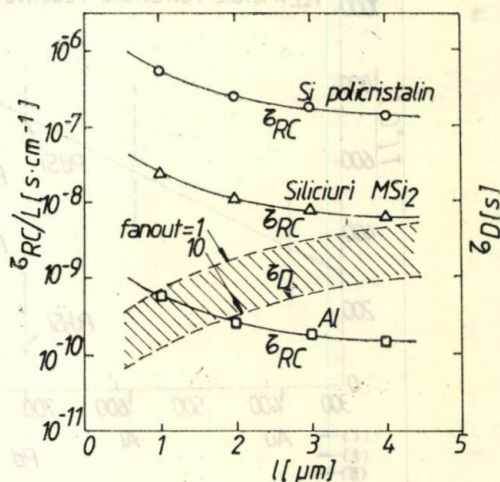


Fig. 5. Comparație între dependența de dimensiunea tipică a constantei de întârziere de tip RC pe unitatea de lungime (τ_{RC}/L) pentru pelicule de Al, siliciură, respectiv Si policristalin, și cea a întârzierii pe etaj (τ_D), caracteristică pentru cazul MOSFET cu canal n indus [14].

3. Aspecte tehnologice

Pentru obținerea siliciurilor în strat subțire sînt utilizate următoarele metode de depunere [15, 16]: a) depunerea în vid sau chimică M/Si ; b) pulverizarea simultană ($M + \text{Si}$) pe Si sau SiO_2 din ținte diferite sau din țintă unică de siliciură; c) evaporarea simultană ($M + \text{Si}$) pe Si sau SiO_2 ; d) depunerea de siliciură pe Si sau SiO_2 prin LPCVD (depunere chimică din vapori la presiune scăzută); e) depunerea unor halogenuri metalice pe Si.

Formarea siliciurii în strat subțire poate fi indusă prin [15, 17–19]: a) încălzire tip cup-tor (la care se referă paragraful 1) în vid sau atmosferă controlată (inertă sau reducătoare), în urma căreia se obțin siliciuri monofazice, relativ uniforme, de obicei stabile; b) aplicarea unor impulsuri energetice foarte scurte, cu ajutorul laserului, bombardamentului cu fascicul de electroni sau arcului electric, în care caz durata foarte redusă a impulsului (0,1 μs –10 ms), caracterul foarte localizat al încălzirii, atingerea unor temperaturi locale foarte ridicate și realizarea unor răcirii foarte rapide (de ordinul $10^{10} \text{ }^\circ\text{K/s}$ în comparație cu $10^5 - 10^7 \text{ }^\circ\text{K/s}$ în răcirile rapide convenționale) conduc la formarea unor siliciuri multifazice, metastabile, intermixate și chiar a unor compuși neobtenabili prin tratamentul termic tradițional [17–20]; c) bombardament ionic, care nu este un tratament de tip termic, interacțiunea M-Si fiind dominată de procese di-

namice de coliziune, în urma cărora se formează atit siliciuri stabile, cit și faze metastabile intermixate [3, 16, 17].

Existența impurităților în metal sau la interfața M/Si poate provoca reducerea vitezei de reacție sau chiar oprirea acesteia, și modificarea secvenței fazelor [2, 17]. Pentru exemplificare, în figura 6 este reprezentată redistribuția în timpul tratamentului termic a atomilor de oxigen implantați ca impuritate în stratul de Ni depus în vid, după [21]. Are loc o depla-

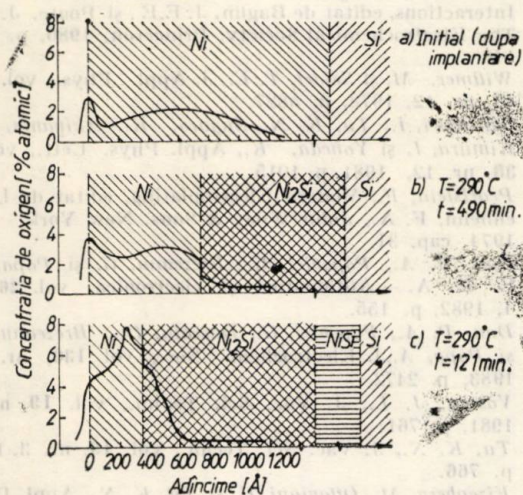


Fig. 6. Redistribuția în timpul tratamentului termic a atomilor de oxigen implantați ca impuritate în stratul de Ni depus în vid, după [21], și secvența transformărilor de fază modificată de prezența impurităților.

sare înspre exterior a impurităților, simultan cu formarea unui strat intern bogat în oxigen (probabil SiO_2) care acționează ca barieră împotriva difuziei speciei mobile (Ni). În consecință, ia naștere faza $NiSi$ înaintea epuizării Ni pur, deci coexistă în mod anormal mai multe faze (a se compara cu figura 3).

Creșterea siliciurii poate provoca și modificarea concentrației de impurități dopante din Si, sub interfață [22, 23]. În anumite situații, stratul metalic conține un procent considerabil de impurități. Astfel, prin depunere chimică, Ni înglobează P (între 3 și 15% greutate) [24]. În urma tratamentului termic o parte din atomii de P penetrează în Si, creînd sub interfață un strat puternic dopat n^+ [25, 26], care conduce la creșterea barierei aparente $(\phi_{BP})_{ap}$ a contactului Ni/Si-p (fig. 7a). Din variația (micșorarea) rezistenței de contact pentru Ni/Si-n, odată cu intensificarea tratamentului termic, s-a calculat concentrația N_D^+ a stratului superficial puternic dopat, în ipoteza simplificatoare a unei dopări superficiale uniforme (fig. 7 b).

Compatibilitatea siliciurii cu ambianța oxidantă și temperaturile ridicate, ulterioare formării ei și caracteristicile tehnologiilor VLSI (integrare pe scară foarte largă), este asigurată

prin menținerea unui exces disponibil de Si sub (în) siliciură (pe seama exdifuziei Si se formează SiO_2 la suprafață, evitîndu-se descompunerea siliciurii), cit și prin alegerea unor siliciuri bogate în Si, eventual refractare, stabile la temperaturi înalte [6, 14, 15, 17]. Compatibilitatea cu joncțiunile foarte superficiale (10^3 Å) implică minimizarea și uniformi-

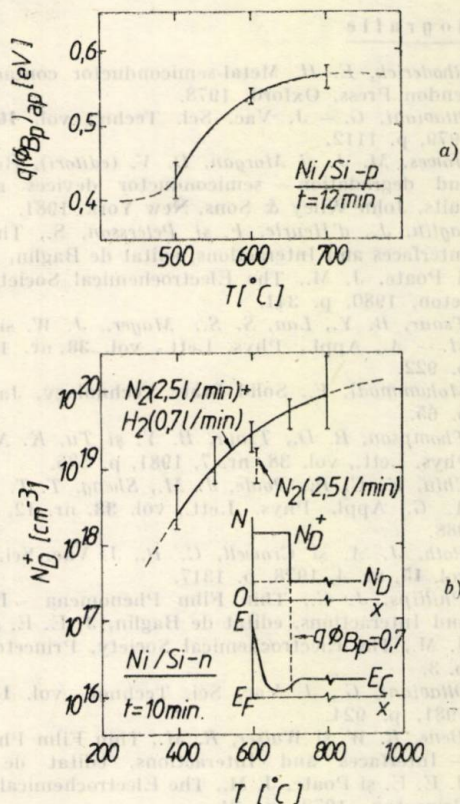


Fig. 7 a) Dependenta barierei aparente siliciură/Si-p, $q(\phi_{BP})_{ap}$, de temperatura de tratament și b) variația concentrației, N_D^+ a stratului superficial puternic dopat cu atomi de P, în funcție de temperatura și atmosfera tratamentului termic, pentru contacte obținute în urma depunerii chimice a Ni pe Si.

zarea interacțiunii $M-Si$. Dintre metodele de limitare a reacției se pot aminti [27–32]: a) creșterea epitaxială a siliciurii; b) depunerea unui strat foarte subțire de metal disponibil pentru reacție; c) asigurarea Si necesar reacției din afara substratului, prin depunere simultană $M + Si$; d) „diluarea” metalului de contact într-un aliaj cu alt metal care formează siliciuri la temperaturi mult mai înalte; e) realizarea unor siliciuri foarte bogate în metal, care consumă deci puțin Si.

Compatibilitatea cu metalele adiacente poate fi îmbunătățită prin alegerea unor perechi metal-siliciură cu interacțiune reciprocă redusă, sau utilizînd bariere de difuzie între straturi (de exemplu, Al/Ti : W/PtSi/Si [3]).

Concluzii

Cele prezentate impun utilizarea extensivă a siliciurilor în microelectronică, avînd în vedere numeroasele avantaje suplimentare ale acestora în comparație cu metalizările clasice, bazate în special pe sistemul Al/Si, ale cărui limitări sînt binecunoscute [33–35].

Bibliografie

- [1] Rhoderick, E. H. Metal-semiconductor contacts, Clarendon Press, Oxford, 1978.
- [2] Ottaviani, G. — J. Vac. Sci. Techn., vol. 16, nr. 5, 1979, p. 1112.
- [3] Howes, M. J. şi Morgan, D. V. (editori), Reliability and degradation — semiconductor devices and circuits, John Wiley & Sons, New York, 1981.
- [4] Baglin, J., d'Heurle, F. şi Petersson, S., Thin Film Interfaces and Interactions, editat de Baglin, J. E. E. şi Poate, J. M., The Electrochemical Society, Princeton, 1980, p. 341.
- [5] Tsauro, B. Y., Lau, S. S., Mayer, J. W. şi Nicolet, M. — A., Appl. Phys. Lett., vol. 38, nr. 11, 1981, p. 922.
- [6] Mohammadi, F., Solid State Technology, Jan. 1981, p. 65.
- [7] Thompson, R. D., Tsauro, B. Y. şi Tu, K. N., Appl. Phys. Lett., vol. 38, nr. 7, 1981, p. 535.
- [8] Chiu, K. C. R., Poate, J. M., Sheng, T. T. şi Culis, A. G., Appl. Phys. Lett., vol. 38, nr. 12, 1981, p. 988.
- [9] Roth, J. A. şi Crowell, C. R., J. Vac. Sci. Techn., vol. 15, nr. 4, 1978, p. 1317.
- [10] Phillips, J. C., Thin Film Phenomena — Interfaces and Interactions, editat de Baglin, J. E. E. şi Poate, J. M., The Electrochemical Society, Princeton, 1978, p. 3.
- [11] Ottaviani, G., J. Vac. Sci. Technol., vol. 18, nr. 3, 1981, p. 924.
- [12] Bene, R. W. şi Walser, R. M., Thin Film Phenomena — Interfaces and Interactions, editat de Baglin, J. E. E. şi Poate, J. M., The Electrochemical Society, Princeton, 1978, p. 21.
- [13] Ho, P. S. şi Rubloff, G. W., Thin Solid Films, vol. 84, 1982, p. 433.
- [14] Sinha, A. K., J. Vac. Sci. Techn., vol. 19, nr. 3, 1981, p. 778.
- [15] Murarka, S. P., J. Vac. Sci. Technol., vol. 17, nr. 4, 1980, p. 775.
- [16] Padmanabhan, K. R. şi Sørensen, G., J. Vac. Sci. Technol., vol. 18, nr. 2, 1981, p. 231.
- [17] Baglin, J. E. E. şi Poate, J. M. (editori), Thin Film Interfaces and Interactions, The Electrochemical Society, Princeton, 1980.
- [18] Majni, G., Nava, F., Ottaviani G., Danna, E., Leggieri G., Luches, A. şi Celotti, G., J. Appl. Phys., vol. 52, nr. 6, 1981, p. 4055.
- [19] Lue, J. T., Liu, Y. C. şi Shen, W. J., Appl. Phys. Lett., vol. 38, nr. 5, 1981, p. 372.
- [20] Von Allmen, M., Lau, S. S., Mäenpää, M. şi Tsauro, B. Y., Appl. Phys. Lett., vol. 37, nr. 1, 1980, p. 84.
- [21] Scott, D. M., Grunthaler, P. J., Tsauro, B. Y., Nicolet, M.-A. şi Mayer, J. W., Thin Film Interfaces and Interactions, editat de Baglin, J. E. E. şi Poate, J. M., The Electrochemical Society, Princeton, 1980, p. 148.
- [22] Wittmer, M. şi Seidel, T. E., J. Appl. Phys., vol. 49, nr. 12, 1978, p. 5827.
- [23] Odhomari, I., Tu, K. N., Suguro, K., Akiyama, M., Kimura, I. şi Yoneda, K., Appl. Phys. Lett., vol. 38, nr. 12, 1981, p. 1015.
- [24] Pearlstein, F., Modern Electroplating, editat de Lowenheim, F. A., John Wiley & Sons, New York, 1974, cap. 31.
- [25] Dan, P. A., Popovici, G., Brezeanu, G. şi Popa, A., E. E. A. — Automatica şi electronica, vol. 26, nr. 4, 1982, p. 155.
- [26] Dan, P. A., Popovici, G., Dascălu, D., Brezeanu, G., şi Popa, A., J. Electrochem. Soc., vol. 130, nr. 12, 1983, p. 2472.
- [27] Vossen, J. L., J. Vac. Sci. Techn., vol. 19, nr. 3, 1981, p. 761.
- [28] Tu, K. N., J. Vac. Sci. Techn., vol. 19, nr. 3, 1981, p. 766.
- [29] Eizenberg, M., Ottaviani, G. şi Tu, K. N., Appl. Phys. Lett., vol. 37, nr. 1, 1980, p. 87.
- [30] Eizenberg, M., Foell, H. şi Tu, K. N., J. Appl. Phys., vol. 52, 1981, p. 861.
- [31] Kritzinger, S. şi Tu, K. N., Appl. Phys. Lett., vol. 37, nr. 2, 1980, p. 205.
- [32] Tsauro, B. Y., Silversmith, D. J., Mountain, R. W., Hung, L. S., Lau, S. S. şi Sheng, T. T., J. Appl. Phys., vol. 52, nr. 8, 1981, p. 5243.
- [33] Dascălu, D., Brezeanu, G., şi Dan, P. A., Appl. Phys. Lett., vol. 37, nr. 2, 1980, p. 215.
- [34] Dascălu, D., Brezeanu, G., Dan, P. A. şi Dima, C., Solid State Electronics, vol. 24, nr. 10, 1981, p. 897.
- [35] Dan, P. A., Brezeanu, G., Dascălu, D., Popovici, G., Veron, A. şi Popa, A., E.E.A. — Automatica şi electronica, vol. 26, nr. 1, 1982, p. 31.

CZ 621.397.12

TIRISTOARE CU BLOCARE PE POARTĂ
SISTEM DE TESTARE

Sistem de testare a tiristoarelor cu blocare pe poartă (GTO) de medie putere

ANDREI SILARD*, BARNA KOŠA**, MIHAI LUCA***

Introducere

Tiristorul *GTO* (Gate Turn-Off = cu blocare pe poartă) este un dispozitiv semiconductor de putere cu patru straturi *pnpn*, care poate fi amorsat și blocat cu impulsuri de curent pozitive, respectiv negative, aplicate pe poartă.

Testarea funcțională și caracterizarea tiristoarelor *GTO* implică măsurarea parametrilor specifici procesului de comutație (amorsarea și blocarea controlată):

- curentul anodic maxim-controlabil (I_{TQM});
- cistigul în curent la blocare ($K_{off} = I_T / I_{GR(min)}$);
- componentele timpului de amorsare (t_{ga}, t_{gr});
- componentele timpului de blocare pe poartă (t_s, t_f);
- pierderile de comutație (la amorsare și blocare).

Specificul testării tiristoarelor *GTO* reclamă astfel amorsarea și blocarea periodică a acestor dispozitive cu impulsuri de curent aplicate pe

original de măsură a parametrilor de comutație a tiristoarelor *GTO* de medie putere ($I_{TAVM} \leq 10A$).

Circuitul de comandă pe poartă realizat poate fi folosit în orice aplicație cu *GTO* care necesită un control precis al parametrilor de comandă.

Sistemul de testare a fost elaborat și implementat pentru caracterizarea tiristoarelor *GTO* cu două nivele de interdigitare [2] realizate experimental la I.P.R.S. — Băneasa.

1. Schema-bloc. Circuite specifice

Aparatul pentru testarea tiristoarelor *GTO*, a cărui schemă-bloc este prezentată în figura 1, este compus dintr-un circuit de forță (blocul de alimentare de putere și chopperul cu *GTO*), un circuit de comandă, protecție și semnalizare și un circuit de comandă pe poartă a *GTO*.

Tensiunea de alimentare (V_0) a chopperului cu *GTO* este reglabilă. Din combinația dintre

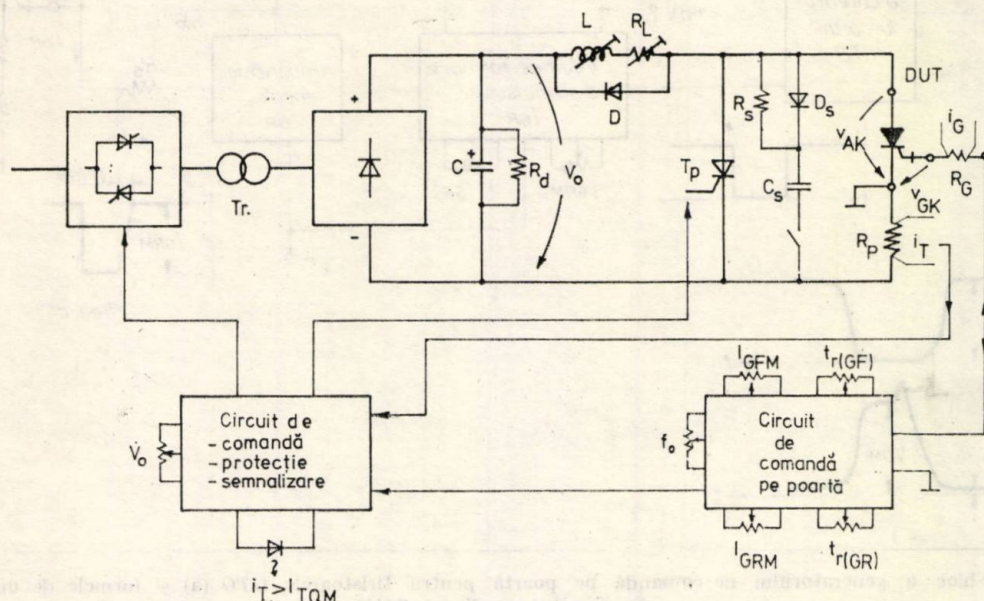


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului de testare a tiristoarelor *GTO* de medie putere.

poartă ($\pm i_g$), avînd frecvența, amplitudinea și timpii de creștere variabili într-o plajă largă de valori [1].

Pornind de la aceste cerințe legate de testarea *GTO*, lucrarea de față prezintă un sistem

* Institutul politehnic — București

** Intr. „Metalotehnica” — Tîrgu Mureș

*** I. P. R. S. — Băneasa

V_0 și impedanța de sarcină (L, R_L) se alege curentul anodic (I_T) și tensiunea de blocare (V_D) pe dispozitivul testat (*DUT*). Studiul comutării tiristorului *GTO* poate fi efectuat cu sau fără circuit de protecție *R-C-D* (snubber).

Pentru minimizarea puterii absolute din rețea, deci a gabariturii blocului de alimentare, testarea se efectuează cu impulsuri scurte

de curent ($t_p = 2 \div 100 \mu s$), la o frecvență joasă de repetiție ($f_0 \approx 50 \text{ Hz}$).

Funcționarea chopperului cu *GTO* este controlată de circuitul de comandă, protecție și semnalizare (*CPS*). Pe lângă reglarea tensiunii de alimentare (V_0), acest circuit are și rolul de a proteja dispozitivul testat în cazul depășirii curentului anodic maxim-controlabil prin poartă (I_{TQM}). În cazul în care, după încetarea curentului (i_{GR}) de comandă a blocării *GTO*, curentul anodic (i_T) nu se anulează, *CPS* aprinde tiristorul de protecție (T_P) care, legat în paralel pe *DUT*, îi preia curentul. În același timp, sînt inhibate impulsurile spre tiristoarele din variatorul de tensiune alternativă al sursei de alimentare. Această stare este semnalizată prin aprinderea unui LED.

Amorsarea și blocarea *DUT* este realizată de circuitul de comandă pe poartă a *GTO* (*CPG*), blocul cel mai important al testerului și cel care va fi descris în detaliu în continuare.

La ieșirea acestui circuit sînt generate, separat, impulsurile de comandă pentru amorsarea și blocarea *DUT*.

Parametrii impulsurilor de curent pentru comanda pe poartă a amorsării și blocării *GTO* (amplitudinea și timpul de creștere a impulsului de amorsare I_{GFM} , $t_{r(GF)}$, respectiv de blocare I_{GRM} , $t_{r(GR)}$), se reglează independent în cadrul circuitelor de formare a impulsurilor i_{GF} , i_{GR} (fig. 2 a). După amplificarea lor, impulsurile de curent de poartă, pozitive (i_{GF}) și negative (i_{GR}) se aplică — decalat în timp, cu o durată egală cu impulsurile de curent anodic t_p (fig. 2 b) — pe poarta *DUT*.

Schema electrică de principiu a *CPG* este prezentată în figura 3. Monostabilul *M1* determină durata t_p a impulsurilor de curent prin *DUT*. Cele două fronturi (pozitiv și negativ), ale impulsului generat de *M1*, comandă monostabilele *M2* și *M3*, care stabilesc duratele

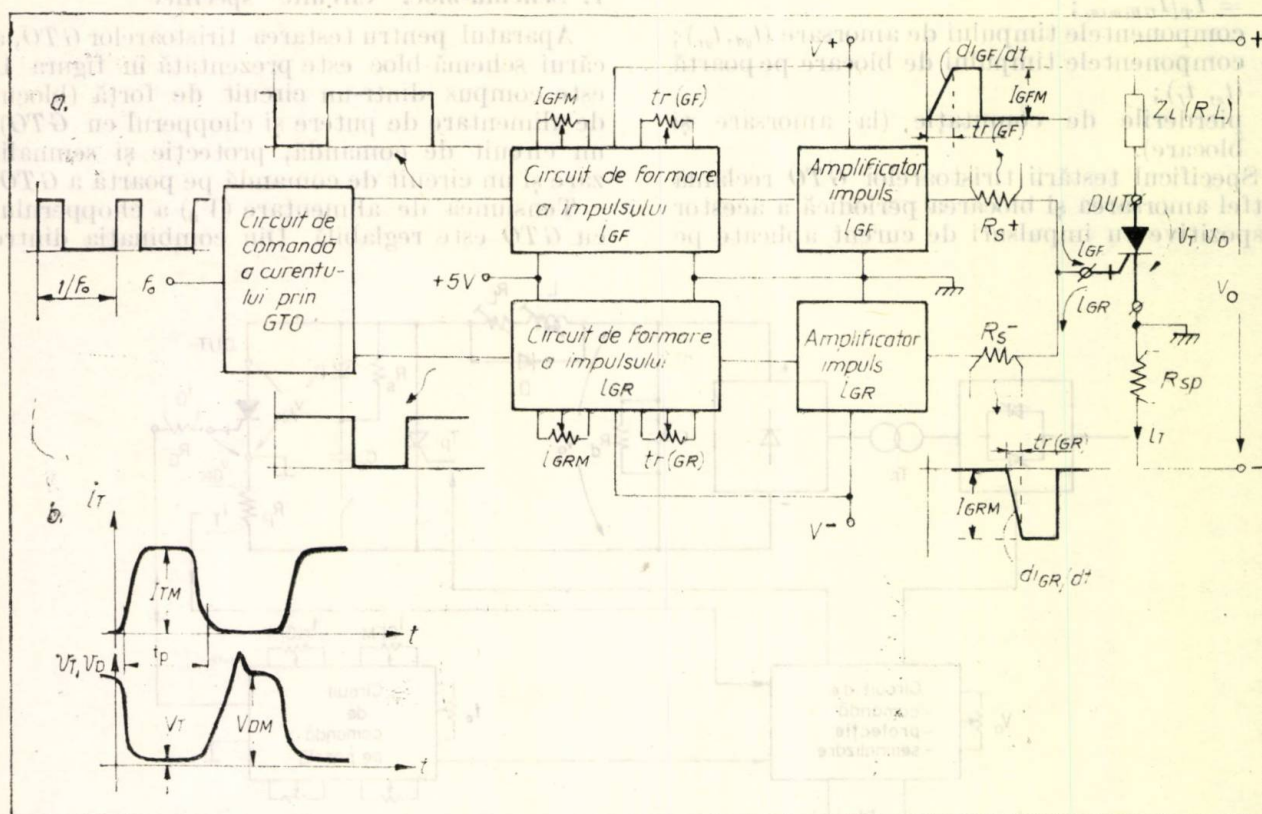


Fig. 2. Schema-bloc a generatorului de comandă pe poartă pentru tiristoarele *GTO* (a) și formele de undă tipice (b), în circuitul anodic al *DUT*.

2. Circuitul de comandă pe poartă *GTO*. Detalii de funcționare

Schema-bloc a circuitului de comandă pe poartă (*CPG*) este prezentată în figura 2.

La intrarea circuitului de comandă a curentului anodic al *GTO* se aplică impulsuri cu frecvența f_0 , variabilă. Mărimea lui f_0 este dictată de cerințele testului de putere.

impulsurilor de aprindere (t_{GF}) și de blocare (t_{GR}).

Atacul celor două circuite de comandă se realizează prin intermediul a două inversoare cu colectorul în gol (CDB406) care au rolul de interfațare a circuitelor *TTL* (CDB4121) cu circuitele de comandă pe poartă, alimentate de la $\pm 15V$.

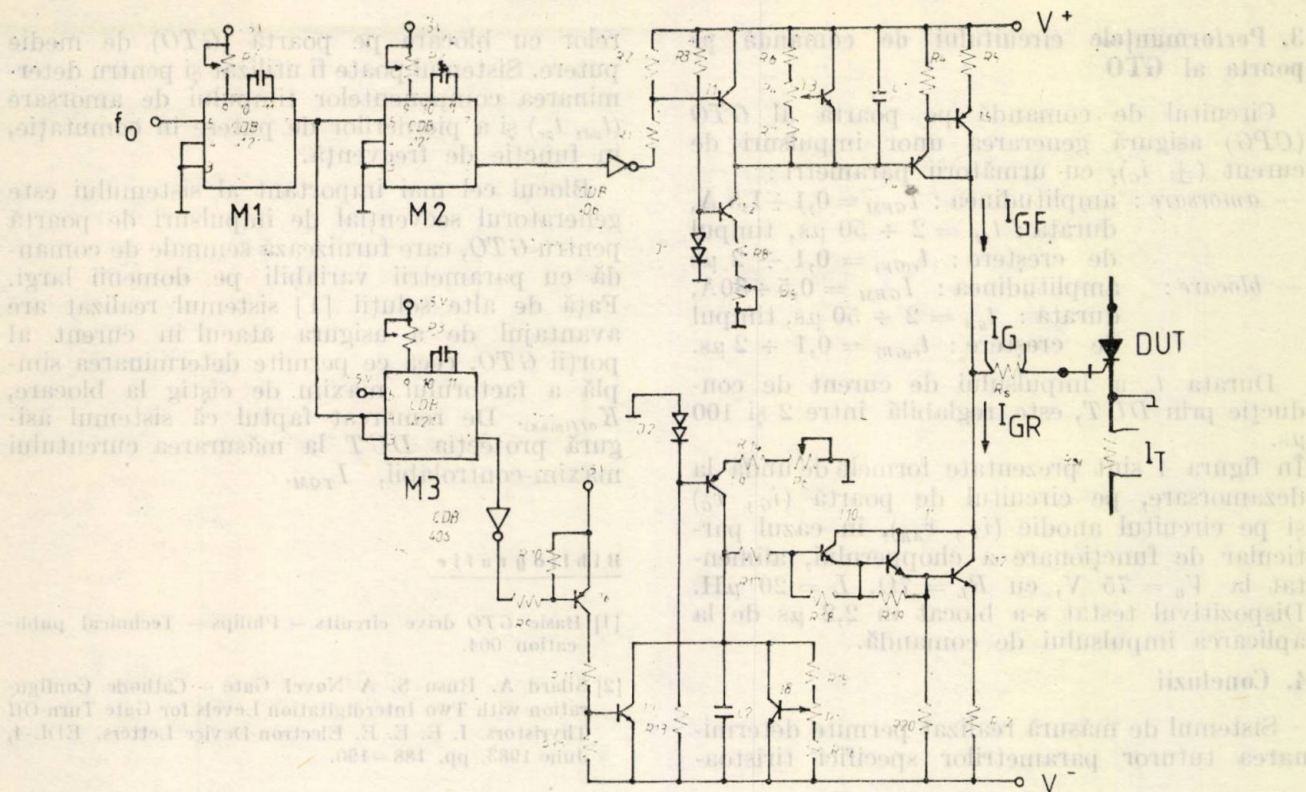


Fig. 3. Schema de principiu a generatorului de comandă pe poartă pentru tiristoarele GTO de medie putere.

a) Circuitul de formare a impulsului de aprindere

Pe durata impulsului dat de $M2$, tranzistorul $T1$, aflat în saturație incipientă, se blochează, și condensatorul $C1$ se încarcă, prin generatorul de curent format din $T2$, D_1 , R_5 , P_5 (fig. 3), la o tensiune determinată de dioda multiplicată, realizată din T_3 , R_6 , R_7 , P_4 .

Rezultă o tensiune liniar-variabilă în timp, cu pantă și amplitudine controlată (prin P_5 , respectiv P_4). Curentul de amorsare a GTO se obține prin aplicarea acestei tensiuni pe etajul final, format din grupul Darlington T_4 , T_5 și rezistența R_5 .

b) Circuitul de formare a impulsului de stingere

Acest circuit funcționează pe durata impulsului generat de $M3$ și este identic cu circuitul de formare a impulsului de aprindere. Tensiunea liniar-variabilă generată, este însă aplicată unui triplet de tranzistoare (T_{10} , T_{11} , T_{12}), necesar pentru generarea curentului I_{GRM} , de același ordin de mărime cu curentul anodic al GTO.

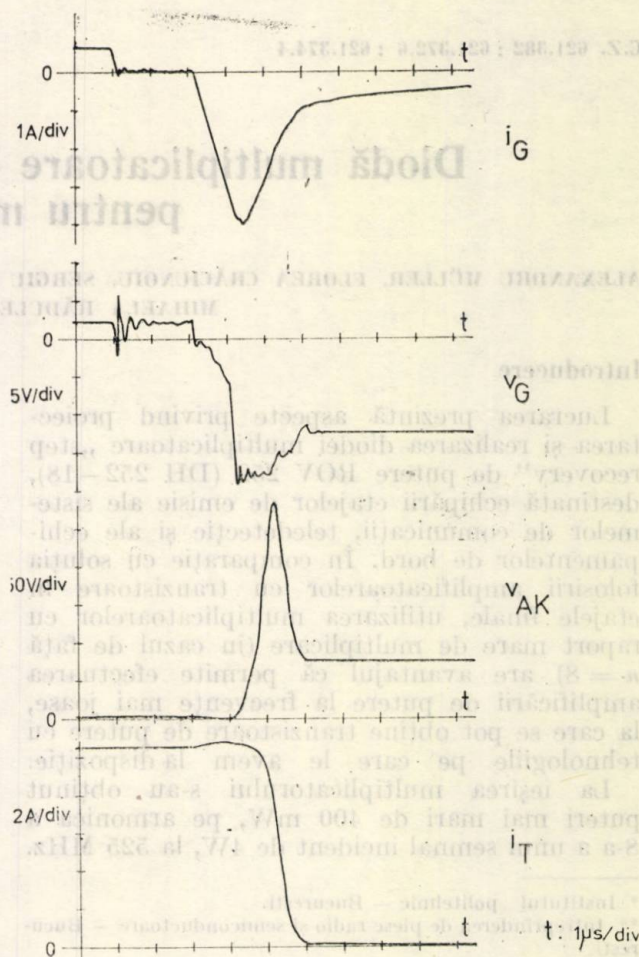


Fig. 4. Formele de undă ale curentului i_G , tensiunii de poartă, v_G , tensiunii anod-catod v_{AK} și ale curentului de conducție i_T , la blocarea pe poartă a tiristorului GTO, fără circuit RCD de protecție ($V_0 = 75 \text{ V}$, $R_L = 7 \Omega$, $L = 20 \mu\text{H}$).

3. Performanțele circuitului de comandă pe poarta al GTO

Circuitul de comandă pe poartă al GTO (CPG) asigură generarea unor impulsuri de curent (i_G), cu următorii parametri:

- *amorsare*: amplitudinea: $I_{GFM} = 0,1 \div 1,5$ A, durată: $t_{GF} = 2 \div 50$ μ s, timpul de creștere: $t_{r(GF)} = 0,1 \div 2$ μ s
- *blocare*: amplitudinea: $I_{GRM} = 0,5 \div 30$ A, durată: $t_{GR} = 2 \div 50$ μ s, timpul de creștere: $t_{r(GR)} = 0,1 \div 2$ μ s.

Durata t_p a impulsului de curent de conducție prin DUT, este reglabilă între 2 și 100 μ s.

În figura 4 sînt prezentate formele de undă la dezamorsare, pe circuitul de poartă (i_G , v_G) și pe circuitul anodic (i_T , v_{AK}), în cazul particular de funcționare a chopperului, alimentat la $V_0 = 75$ V, cu $R_L = 7\Omega$, $L = 20$ μ H. Dispozitivul testat s-a blocat în 2,2 μ s de la aplicarea impulsului de comandă.

4. Concluzii

Sistemul de măsură realizat permite determinarea tuturor parametrilor specifici tiristo-

relor cu blocare pe poartă (GTO) de medie putere. Sistemul poate fi utilizat și pentru determinarea componentelor timpului de amorsare (t_{ga} , t_{gr}) și a pierderilor de putere în comutație, în funcție de frecvență.

Blocul cel mai important al sistemului este generatorul secvențial de impulsuri de poartă pentru GTO, care furnizează semnale de comandă cu parametri variabili pe domenii largi. Față de alte soluții [1] sistemul realizat are avantajul de a asigura atacul în curent al porții GTO, ceea ce permite determinarea simplă a factorului maxim de câștig la blocare, $K_{off(max)}$. De remarcat faptul că sistemul asigură protecția DUT la măsurarea curentului maxim-controlabil, I_{TQM} .

Bibliografie

- [1] Basic GTO drive circuits — Philips — Technical publication 004.
- [2] Silard A. Rusu S. A Novel Gate — Cathode Configuration with Two Interdigitation Levels for Gate Turn-Off Thyristors, I. E. E. Electron-Device Letters, EDL-4, June 1983, pp. 188—190.

C.Z. 621.382 : 621.372.6 : 621.374.4

TRANZIȚIE RAPIDĂ
SARCINĂ STOCATĂ
MULTIPLICARE DE FRECVENȚĂ

Diodă multiplicatoare de frecvență de putere pentru microunde

ALEXANDRU MÜLLER, FLOREA CRĂCIUNOIU, SERGIU IORDĂNESCU, RALUCA MÜLLER, MARCEL PROFIRESCU*
MIHAELA RĂDULESCU** — BUCUREȘTI

Introducere

Lucrarea prezintă aspecte privind proiectarea și realizarea diodei multiplicatoare „step recovery” de putere ROV 252 (DH 252—18), destinată echipării etajelor de emisie ale sistemelor de comunicații, teledetecție și ale echipamentelor de bord. În comparație cu soluția folosirii amplificatoarelor cu tranzistoare în etajele finale, utilizarea multiplicatoarelor cu raport mare de multiplicare (în cazul de față $n = 8$) are avantajul că permite efectuarea amplificării de putere la frecvențe mai joase, la care se pot obține tranzistoare de putere cu tehnologiile pe care le avem la dispoziție.

La ieșirea multiplicatorului s-au obținut puteri mai mari de 400 mW, pe armonica a 8-a a unui semnal incident de 4W, la 525 MHz.

* Institutul politehnic — București.

** Întreprinderea de piese radio și semiconductoare — București.

Condițiile critice de funcționare — puterea mare (cca. 4W) ce trebuie disipată pe volumul extrem de mic al capsulei de microunde precum și eficiența înaltă ce trebuie obținută pe armonica a 8-a au ridicat probleme deosebite în proiectarea și realizarea acestor dispozitive. Soluțiile originale adoptate au condus la performanțe superioare modelelor de referință.

1. Considerații generale de proiectare

Dioda ROV 252, este o diodă „step recovery”, cu profil de tip PIN, cu bază subțire, profil ce s-a dovedit a fi ideal pentru realizarea diodelor multiplicatoare de frecvență. Funcționarea acestor dispozitive se bazează pe tranziția ultrarapidă a diodei, de la sfârșitul perioadei de stocare, din starea de conducție inversă în starea de blocare.

Dacă unei joncțiunii pn sau PIN, polarizată inițial în direct (curentul în dispozitiv fiind

I_E), i se aplică un puls invers V_R , aceasta continuă să conducă o perioadă de timp, datorită sarcinii stocate. Aceasta e perioada de stocare și pe durata ei curentul prin diodă este aproximativ constant I_R :

$$I_R = \frac{V_R}{R_{\text{dioda}} + R_{\text{sarcina}}} \approx \frac{V_R}{R_{\text{sarcina}}}. \quad (1)$$

$$(R_s \gg R_{\text{dioda}}).$$

La sfârșitul perioadei de stocare ($t = \tau_s$), cînd concentrația de purtători injectați la joncțiune ajunge la zero, începe a doua fază a procesului de comutație — perioada de tranziție. Există o deosebire esențială între comportarea în comutație a diodelor *pin* cu baza groa-

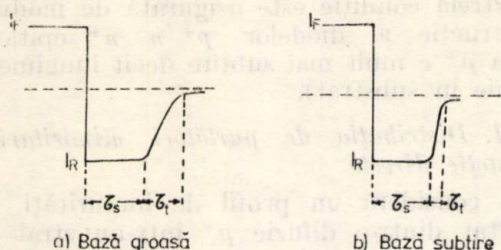


Fig. 1. Comutația diodelor *pin* cu bază groasă (a) și cu bază subțire (b).

să și a diodelor *pin* cu baza subțire. Dacă în cazul diodelor *pin* cu baza groasă perioada de stocare și cea de tranziție au durate comparabile cu timpul de viață al purtătorilor din bază (fig. 1 a), în cazul diodelor *pin* cu bază subțire, durata perioadei de tranziție este cu câteva ordine de mărime mai mică decât cea a perioadei de stocare (fig. 1 b). Tranziția în treaptă însoțită de un salt ultrarapid de câteva ordine de mărime a capacității (de la valoarea mare a capacității de difuzie corespunzătoare stării de conducție, la valoare mică a capacității de golire corespunzătoare stării de blocare), asigură în condițiile unui semnal incident sinusoidal, generarea de armonici ale acestuia. Cu cât tranziția este mai rapidă cu atât spectrul de armonici utilizabil este mai larg. Funcționarea eficientă în aplicații cu ordin mare de multiplicare, impune ca timpul de stocare și sarcina stocată să fie maxime, iar timpul de tranziție să fie minim.

Pentru a lucra eficient în regim de multiplicare este necesar ca timpul de stocare și timpul de tranziție să îndeplinească condițiile:

$$f_{in} > \frac{1}{\tau_s}; \quad f_{out} < \frac{1}{\tau_t}.$$

În cazul diodei ROV 252 destinată să lucreze pe armonica a 8-a a semnalului incident de

4 W la 525 MHz în condiții de eficiență ridicată, optimizarea acestor doi parametri conflictuali, constituie un obiectiv primordial.

În alegerea profilului de impurități care să asigure un τ_s maxim și τ_t minim s-a utilizat un procedeu original.

Ideea principală constă în obținerea unei grosimi de bază minime, care să asigure, la limită, tensiunea de străpungere impusă.

În acest fel se va putea obține timpul de tranziție minim posibil. Desigur în aceste condiții, timpul de stocare va fi defavorizat și fără precauții speciale valorile sale vor fi sub cele impuse dispozitivului. Calculele originale [1], care vor fi prezentate pe larg în cele ce urmează, au permis optimizarea timpului de stocare fără afectarea grosimii bazei, deci fără afectarea timpului de tranziție.

2. Comutația diodelor *pin* cu bază subțire

Comutația diodelor *pin* cu bază subțire a fost studiată de numeroși autori [2—4]. Deși forma sub care sînt prezentate rezultatele diferă de la o lucrare la alta, se pot remarcă două direcții în abordarea acestei probleme.

Prima metodă abordează comutația diodelor *pin* cu baza subțire într-o manieră similară cu cea a diodelor *pin* cu bază groasă, pornindu-se de la ecuația de difuzie ambipolară dependentă de timp:

$$L^2 \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} = n(x, t) + \tau \frac{\partial n}{\partial t}, \quad (2)$$

unde: L este lungimea de difuzie ambipolară; $n(x, t)$ concentrația de purtători din bază în regim de injecție mare ($n(x, t) = p(x, t) > N_{\text{dopaj}}$);

τ — timpul de viață în bază.

Se impun ecuației (2) condițiile la limită tipice injecției mari (curentul este transportat de electroni la frontiera n^-n^+ , și de goluri la frontiera p^+n^-).

Condiția inițială pentru această ecuație o constituie distribuția staționară a purtătorilor în regim de conducție directă la curentul I_F , distribuție care se determină din rezolvarea ecuației (2), în regim staționar ($\frac{\partial n}{\partial t} = 0$) cu

condiții la limită similare.

Din soluția $n(x, t)$ a ecuației (2), se determină timpul de stocare impunînd condiția $n(0, \tau_s) = 0$ (faza de stocare încetează cînd concentrația de purtători la joncțiune ajunge la zero).

Timpul de stocare astfel determinat se exprimă, în general, sub forma unei serii: Berz [4] a reușit să aproximeze sub formă analitică timpul de stocare atît pentru diode cu bază groasă, cît și pentru diode cu bază subțire (impunînd condiția $W_{\text{bază}} \ll L$).

Dacă acest mod de calcul este corect pentru diodele cu bază groasă, el devine discutabil pentru cazul diodelor cu bază subțire. În cazul acestora stratul difuzat, stratul slab dopat și zona activă ale substratului sînt de grosimi comparabile, sarcina stocată în cele trei zone avînd valori comparabile; în raționamentele prezentate mai sus nu s-a luat în considerație decît zona slab dopată.

De asemenea, trebuie subliniat că ecuația de difuzie ambipolară consideră recombinarea din bază ca mecanism principal în determinarea distribuției de purtători, ori la diodele cu bază subțire ea este neglijabilă datorită grosimii extrem de mici a bazei (recombinarea are loc la contacte).

A doua metodă o constituie modelul de control prin sarcină [5], care pornește de la ecuația de continuitate și conduce la o relație extrem de simplă pentru :

$$\tau_s = \tau_L \ln \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right). \quad (3)$$

Relație dedusă în aproximația evacuării totale a sarcinii stocate în cursul perioadei de stocare (3) apare aplicabilă din această cauză doar diodelor cu bază subțire; pe de altă parte însă în deducerea ei se ține seama doar de fenomenele de recombinare din bază, ceea ce după cum s-a arătat, nu este corect pentru cazul bazei subțiri. Datorită simplității ei, relația (3) este totuși utilizată în numeroase lucrări, atribuindu-se însă parametrului τ_L semnificația de timp de viață efectiv (τ_L este dependent de geometria structurii și de parametrul de profil).

Se va demonstra în continuare că sarcina stocată poate fi exprimată direct ca funcție de profilul de impurități al diodelor *pin* cu bază subțire și de curentul ce trece prin dispozitiv.

Nedepinzînd de timpul de viață în vreo zonă a dispozitivului, sarcina stocată și timpul de stocare devin parametri proiectabili.

Trebuie remarcat că τ_s și sarcina stocată, sînt legați de o relație liniară în cazul diodelor *pin* cu baza subțire (datorită tranziției în treaptă):

$$Q_{st} = \int I_R d\tau \simeq I_R \tau_s. \quad (4)$$

În cele ce urmează se vor face referiri la sarcina stocată, și nu la timpul de stocare — care depinde de mărimea pulsului invers (I_R). Se vor considera îndeplinite următoarele condiții :

a — zona slab dopată operează în regim de injecție mare, în timp ce zonele puternic dopate operează la un nivel mic de injecție;

b — recombinarea este neglijabilă în întreaga porțiune activă a dispozitivului, avînd loc cu viteză infinită la contacte (zona activă a dispozitivului include stratul subțire difuzat p^+ , stratul i , precum și x zona din stratul epitaxial afectată de out-difuzia substratului în strat, în cursul procesului de difuzie p^+);

c — structura *pin* e considerată asimetrică.

Prima condiție este îndeplinită în domeniul de curent de interes pentru aplicațiile acestor dispozitive ($100 \mu A - 50 mA$). A doua condiție este asigurată de baza subțire, precum și de gradientii puternici ai purtătorilor majoritari din zonele p^+ și n^+ aflați în imediata vecinătate a joncțiunii metalurgice. Distribuția de purtători minoritari în zona activă este determinată de cîmpurile puternice create de acești gradientii.

A treia condiție este asigurată de modul de construcție a diodelor $p^+ n^- n^+$ epitaxiale (zona p^+ e mult mai subțire decît lungimea de difuzie în substrat).

2.1. Distribuția de purtători minoritari în conducție directă

Se consideră un profil de impurități $N(x)$ rezultat dintr-o difuzie p^+ într-un strat subțire epitaxial, asociat cu out-difuzia din substrat în stratul epitaxial. Joncțiunea e considerată a fi localizată în origine. În regim de conducție directă, la nivel mare de injecție în bază, rezultă din condițiile de cuasineutralitate și constantă a cuasinivelurilor Fermi, următoarele :

$$p - n - N(x) = 0, \quad (5)$$

$$p(x) = p(0) \exp \left(- \frac{q\psi}{KT} \right), \quad x > 0, \quad (6)$$

$$n(x) = p(0) \exp \left(\frac{q\psi}{KT} \right), \quad x < 0, \quad (7)$$

unde :

$p(0)$ este concentrația de purtători injectați la joncțiune ($p(0) = n(0)$);

ψ e potențialul electric.

De aici rezultă :

$$p = p(0) \exp \left[\operatorname{argsh} \frac{N(x)}{2p(0)} \right], \quad x > 0, \quad (8)$$

$$n = p(0) \exp \left[- \operatorname{argsh} \frac{N(x)}{2p(0)} \right], \quad x < 0, \quad (9)$$

unde $N_{(x)}$ reprezintă profilul de impurități ($N_{(0)} = 0$).

Relațiile (8) și (9) sînt valabile atît în regiunea slab dopată ($p(0) \gg N(x)$), unde $p \simeq n = p(0)$, cît și în regiunile p^+ și n^+ [1].

Cu ajutorul expresiilor (8) și (9) se poate determina sarcina stocată:

$$Q_{st} = Q_{exces} = qA \left[\int_{-x_j}^0 n(x) dx + \int_0^{W_{epi-x_j}} p(x) dx \right]. \quad (10)$$

Integrala cuprinde întreaga regiune activă a dispozitivului. În (10), x_j reprezintă adâncimea joncțiunii p^+n ; W — grosimea stratului epitaxial; A — aria la joncțiune și q — sarcina electronului.

Problema ar fi complet rezolvată dacă s-ar cunoaște concentrația de electroni și de găuri la joncțiune $p(0)$. Avînd în vedere că zona slab dopată operează în regim de injecție mare se poate scrie:

$$p(0) \simeq n(0),$$

$$p^2(0) = n_i^2 \exp q \frac{V}{KT}. \quad (11)$$

Cu ajutorul relației (11) se poate determina $p(0)$ funcție de tensiunea aplicată pe dispozitiv. Interesează însă sarcina stocată, funcție de curentul prin dispozitiv. Pentru o predicție a sarcinii stocate, funcție de profilul de impurități și curentul direct prin diodă, este necesară cunoașterea caracteristicii volt-ampere a dispozitivului în domeniul de curent de interes.

2.2. Caracteristica volt-ampere a diodelor *pin* cu bază subțire

În analiza experimentală a caracteristicii volt-ampere a diodelor *pin* cu bază subțire s-a pus în evidență o particularitate interesantă: există un domeniu de curent cuprins între câteva zeci de μA și câteva zeci de mA și de tensiune (700–850 mV) în care factorul m din relația $I = I_s \exp(qV/mKT)$ are riguros valoarea 1. În acest domeniu stratul i operează în regim de injecție mare, dar contribuția lui la caracteristica volt-ampere este însă neesențială, deoarece așa cum am arătat, concentrația de purtători minoritari în stratul i subțire este practic constantă. În acest domeniu de curent, caracteristica volt-ampere este dictată de zonele p^+ și n^+ , care operează la nivel mic de injecție și în care are loc revenirea concentrației de purtători minoritari spre valoarea de echilibru.

În acest domeniu de curent se poate scrie:

$$I = I_s \exp(qV/KT), \quad (12)$$

cu aceasta, expresia (11) care dă valoarea concentrației de purtători la joncțiune devine:

$$p(0) = n_i \left(\frac{I}{I_s} \right)^{1/2}, \quad (13)$$

care înlocuită în relațiile (8), (9) și (10) permite calculul sarcinii stocate dacă se cunoaște expresia curentului de saturație I_s . Caracteristica volt-ampere și expresia curentului de saturație I_s pot fi deduse însă riguros în acest domeniu de curent.

În continuare se vor face referiri la structura prezentată în figura 2 și la diagrama quasipo-

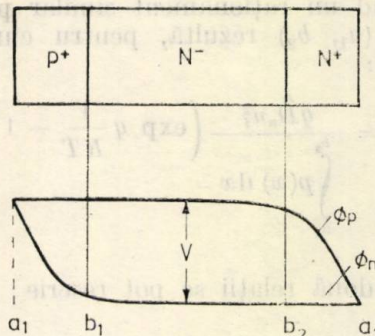


Fig. 2. Diagrama cuasipotentialilor Fermi pentru o structură *pin* cu bază subțire.

tențialilor Fermi; toate mărimile au semnificațiile obișnuite.

Avînd în vedere că:

$$p = n_i \exp \frac{-q(\psi - \varphi_p)}{KT}, \quad (14)$$

$$n = n_i \exp \frac{q(\psi - \varphi_n)}{KT}, \quad (15)$$

$$J_p = -q\mu_p p \frac{d\psi}{dx} - qD_p \frac{dp}{dx} = -q\mu_p p \frac{d\Phi_p}{dx} \quad (16)$$

și ținînd seama că în domeniul (b_1, a_2)

$$\varphi_n = 0 \quad \Phi_p - \varphi_n = \varphi_p,$$

rezultă:

$$-\frac{J_p n}{qD_p} = \frac{d}{dx}(pn). \quad (17)$$

Integrînd se ajunge la:

$$-J_p = \frac{qn_i^2}{\int_{a_1}^{a_2} \frac{n(x)}{D_p} dx} \left(\exp \frac{qV}{KT} - 1 \right), \quad (18)$$

sau, introducînd un coeficient de difuzie medie:

$$\hat{D}_p = \frac{\int n(x) dx}{\int \frac{n(x)}{D_p} dx}, \quad (19)$$

relația (18) devine :

$$-J_p = \frac{q\hat{D}_p n_i^2}{\int_{b_1}^{a_2} p(x) dx} \left(\exp \frac{qV}{KT} - 1 \right). \quad (20)$$

Aplicind un raționament similar pentru intervalul (a_1, b_2) rezultă, pentru curentul de electroni :

$$J_n = \frac{q\hat{D}_n n_i^2}{\int_{a_1}^{b_2} p(x) dx} \left(\exp q \frac{V}{KT} - 1 \right), \quad (21)$$

ultimele două relații se pot rescrie :

$$-J_p = \frac{\text{const } \hat{D}_p \exp \left(\frac{qV}{KT} - 1 \right)}{Q_{inj}(n^-) + Q_{dop}(n^+)}, \quad (22)$$

$$J_n = \frac{\text{const } \hat{D}_n \exp \left(\frac{qV}{KT} - 1 \right)}{Q_{inj}(n^-) + Q_{dop}(p^+)}, \quad (23)$$

$Q_{inj}(n^-)$ — sarcina totală injectată în bază (pe unitatea de arie);

$Q_{dop}(p^+)$, $Q_{dop}(n^+)$ — reprezintă cantitatea netă de impurități (pe unitatea de arie) din zona p^+ și respectiv din substratul n^+ , (considerind ionizarea completă a impurităților). Ținând seama că baza e subțire :

$$Q_{dop}(p^+), Q_{dop}(n^+) \gg Q_{inj}(n^-).$$

Structurile de diode *pin* reale fiind asimetrice (zona difuzată p^+ este mult mai subțire decât o lungime de difuzie în substrat) :

$$Q(p^+) \ll Q(n^+) \simeq N_{substr} \simeq L_{diff}(n^+).$$

Rezultă că $j_n \gg j_p$ și deci curentul va fi transportat de o singură specie de purtători-electroni :

$$j = \frac{qn_i^2 \hat{D}_n}{\int_{p^+} p(x) dx} \left(\exp q \frac{V}{KT} - 1 \right). \quad (24)$$

Faptul că în structurile *pin* asimetrice curentul este transportat de o singură specie de purtători a fost pus în evidență și de [6]. Se observă că curentul de saturație nu depinde decât de dopajul integral din zona p^+ , singura

constantă de material care intervine în calcule, este coeficientul de difuzie a electronilor în zona p^+ .

Pentru a obține rezultate utilizabile în proiectare, ce pot fi confruntate cu experimentul, este însă necesar să se aibă în vedere efectul de dopaj mare, din zona p^+ . Aceste efecte pot fi luate în considerație introducând un model de benzi perturbat [7, 8] în care se ține seama de rezultatele determinărilor optice cu privire la îngustarea benzii interzise la dopaje mari și de calculele distribuției în cozile de stări [9].

În prezenta lucrare se va utiliza un model simplu, neperturbat, prezentat într-o lucrare recentă de către Heasell [10]. În esență, în această lucrare se demonstrează că luarea în considerație a statisticii degenerate și a efectelor de deionizare a impurităților conduce la o aparentă îngustare a benzii interzise. Relația (8) devine :

$$j_s = \frac{q}{\int_{p^+} \frac{N(x)}{Dn} \frac{1}{n_{ie}^2} dx}, \quad (25)$$

unde n_{ie} este concentrația intrinsecă efectivă :

$$n_{ie}^2 = n_i^2 \exp \frac{q\Delta V_{g0}}{KT}. \quad (26)$$

Reducerea aparentă a benzii interzise este dată de :

$$\Delta V_{g0}(N) = \frac{KT}{2} \ln \left[\frac{N(e)}{N_v} e \frac{F - E_v}{KT} \right], \quad (27)$$

unde : N — reprezintă dopajul net din dispozitiv ;

$N_{(e)}$ — concentrația de acceptori, restul constantelor avînd semnificația uzuală.

Se ajunge pentru curentul de saturație la o expresie de forma :

$$j_s = \frac{qn_i^2}{\int_{p^+} \frac{N_v}{Dn} e^{\frac{E_v - F}{KT}} dx}. \quad (28)$$

Poziția nivelului Fermi față de vîrfurile benzii de valență, trebuie însă determinată din ecuația :

$$p = N_a^- = \frac{N_a(x)}{1 + g e^{\frac{E_a - F}{KT}}} = N_v F_{1/2} \left(\frac{E_v - F}{KT} \right), \quad (29)$$

unde E_a reprezintă nivelul acceptor (0,045 eV pentru bor în siliciu); $F_{1/2}$ e integrala Fermi-Dirac de ordinul 1/2; g — factorul de degenerare a benzii de valență în siliciu. În calcule se va lua pentru g , valoarea 6 [10].

Ținând seama de relațiile (8), (9), (11), (28) și (29), sarcina stocată pe unitatea de suprafață se poate scrie:

$$Q_{st} = q \cdot n_i \int_0^x \exp \left(\operatorname{argsh} \frac{N(x)}{2n_i \sqrt{\frac{j}{j_s}}} \right) dx + \int_0^{x-x_j} \exp \left(\operatorname{argsh} \frac{N(x)}{2n_i \sqrt{\frac{j}{j_s}}} \right) dx \quad (30)$$

Se observă că sarcina stocată este independentă de timpul de viață în vreo zonă a dispozitivului, unica constantă de material ce intervine fiind coeficientul de difuzie al electronilor în zona p^+ . Astfel, sarcina stocată devine parametru proiectabil și optimizabil. Calculele bazate pe modelul prezentat mai sus au fost confirmate atât prin comparație cu calculele numerice bazate pe analiza la semnal mare făcute de Kurata [14] pe o serie de profile particulare, cât și prin comparație cu experimentul [1].

Ca un rezultat deosebit de interesant al calculelor prezentate se poate constata influența puternică a concentrației de suprafață a difuziei p^+ asupra valorii stocate. Creșterea concentrației de suprafață de la $5 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ la $1,5 \cdot 10^{20} \text{ m}^{-3}$, conduce la creșteri de 1,3–1,5 ale valorii sarcinii stocate la un curent dat pentru aceeași grosime de bază (deci același timp de tranziție). Acest rezultat deosebit de interesant s-a utilizat la optimizarea timpului de stocare al diodelor ROV 252.

3. Realizarea experimentală

În vederea realizării diodelor ROV 252 s-a urmărit în primul rând obținerea unui strat epitaxial de rezistivitate cât mai mare. Cu cât rezistivitatea stratului e mai mare cu atât aria pe care se va putea realiza dispozitivul (fără a compromite valoarea impusă a capacității) va fi mai mare și astfel performanțele în putere vor fi mai bune.

Printr-o tehnologie îngrijită s-a reușit obținerea unui strat epitaxial „i” de rezistivitate $\rho = 30 \text{ } \Omega \text{ cm}$ și grosime $W_{epi} = 4,5 \text{ } \mu\text{m}$. Creșterea epitaxială s-a realizat pe un substrat foarte dopat având $\rho_{substr.} = 0,002 \text{ } \Omega \text{ cm}$ (dopant Arsen).

În procesarea dispozitivului s-a utilizat tehnologia mesa pasivată cu bioxid de siliciu cres-

cut termic [12]. Grosimea bazei a fost pilotată în cursul procesului de oxidare locală-difuzie prin măsurarea tensiunii de străpungere.

La unul din loturi (lotul A) oxidarea locală a fost stopată în momentul în care V_{BR} , tensiunea de străpungere a atins valoarea limită impusă de datele de catalog ($V_{BR} = 50 \text{ V}$). La celălalt lot (lotul B) procesul de oxidare locală — difuzie a fost întrerupt în momentul în care tensiunea de străpungere a atins valoarea de 58–60 V; s-a realizat apoi o nouă predifuzie scurtă și s-a continuat procesul de oxidare locală-difuzie până s-a atins $V_{BR} = 50 \text{ V}$.

Concentrațiile de suprafață măsurate la cele două loturi au fost $6 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ respectiv $1,5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, iar adâncimile de joncțiune au aceeași valoare $X_j = 1,7 \text{ } \mu\text{m}$.

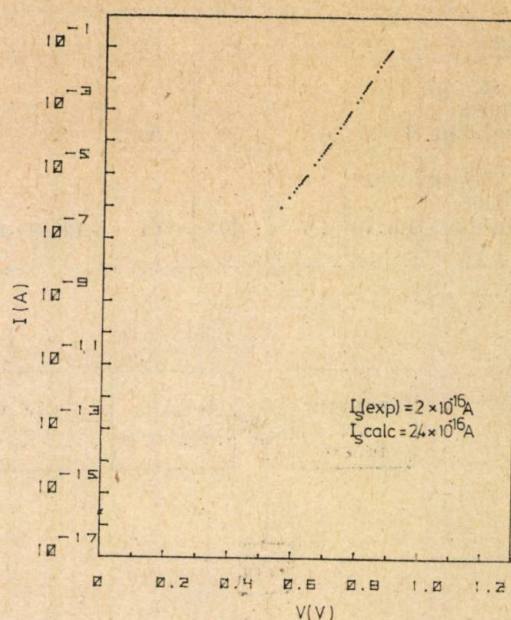


Fig. 3. Caracteristica I-V pentru dioda ROV 252 (lot B).

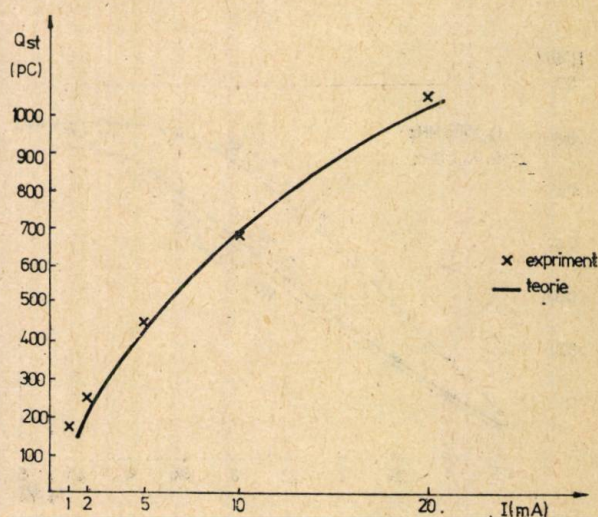


Fig. 4. Variația sarcinii stocate cu curentul direct la diodele ROV 252 (lot B).

În figura 3 se prezintă caracteristica I-V a diodelor din lotul B. Se observă că valoarea calculată pentru I_s este în foarte bună concordanță cu valoarea experimentală (determinată din extrapolarea caracteristicii I-V experimentale în zona de curent de interes).

Cu ajutorul valorilor lui I_s și ținând seama de profilul de impurități s-a putut trasa curba care dă variația sarcinii stocate în funcție de curentul direct.

Valorile calculate sînt în bună concordanță cu cele măsurate experimental (fig. 4).

Dioda	N_0 , cm ⁻³	$W_{bază}$, μm	V_{BR} , V	τ_s , ns $I_F = 10$ mA	τ_t , ps	$\frac{\tau_s}{\tau_t}$
DH 252	—	—	54	55	170	323,5
ROV 252 fără predifuzie suplimentară	6.10	1,7	50	39	12	325
ROV 252 cu predifuzie suplimentară	1,5.10	1,7	50	51	125	408

În tabelul 1 se prezintă comparativ rezultatele obținute pe mostre, dispozitivele din lotul A și dispozitivele din lotul B.

Se observă că prin metoda originală utilizată s-au putut realiza (lotul B) timpi de stocare comparabili cu cei ai mostrelor în schimb timpii de tranziție sînt 1,2–1,4 ori mai mici.

4. Măsurarea performanțelor în regim de multiplicare

În scopul determinării performanțelor diodelor ROV 252 în regim de multiplicare de frecvență, s-a realizat un multiplicator cu raport de multiplicare $n = 8$. Este compus din 3 cavități cilindrice cuplate între ele prin bucle metalice al căror plan poate fi rotit în vederea ajustării cuplajului. S-a efectuat acordul cavităților în jurul frecvenței de 4,2 GHz; aceste cavități au atit rol de filtru trece-bandă (elimină din spectrul semnului de ieșire fundamentală și armonicile fderite de aronica a 8-a a semnalului de intrare), cît și rol de sistem de recirculare [13] a armonicilor nedorite (se obține astfel o creștere a nivelului armonicii utile, deci o creștere a eficienței multiplicatorului). Semnalul de intrare ($f_{in} = 525$ MHz) se

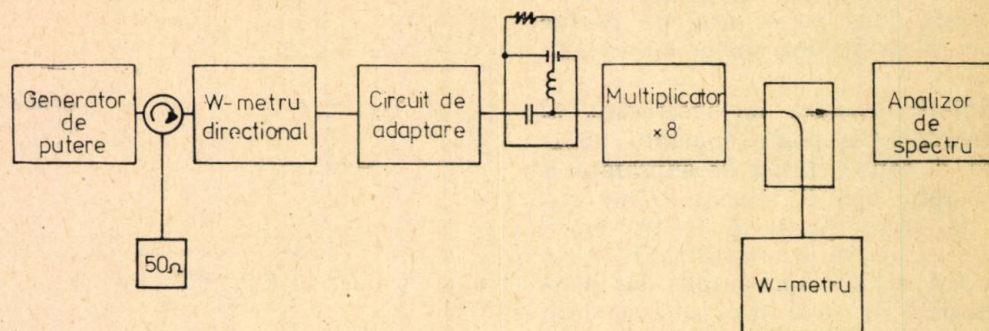


Fig. 5. Montaj de măsură pentru testare în regim de multiplicare X 8.

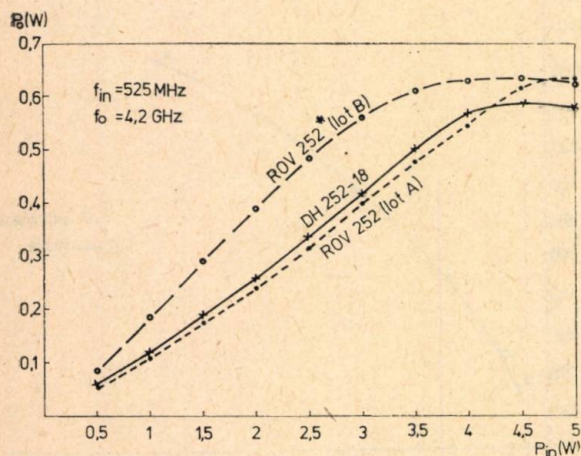


Fig. 6. Variația puterii la ieșirea multiplicatorului X8 în funcție de puterea la intrare pentru diodele ROV252.

aplică diodei, montate în prima cavitate, prin intermediul unui șoc coaxial care nu afectează semnalul de intrare, dar blochează armonicile generatorului. S-a folosit un generator cu $Z_0 = 50\Omega$, transferul maxim de putere la multiplicator obținându-se cu ajutorul unui circuit de adaptare cu linii coaxiale prevăzute cu pistoane de scurtcircuitare. Semnalul de ieșire se extrage din cavitatea a 3-a cu o buclă atașată unui conector coaxial, impedanța de sarcină fiind de 50Ω .

În figura 5 este prezentată schema multiplicatorului de frecvență.

În figura 6 sînt prezentate caracteristicile intrare-ieșire pentru diode ROV 252, și mostra DH 252-18, lucrînd în regim de autopolarizare. Se observă o comportare superioară a diodelor ROV 252 sub aspectul eficienței ($\eta =$

= 14%) și al puterii maxime ($P_0 = 635$ mW pentru $P_{in} = 4,5$ W). De remarcat că, pentru o anumită valoare a rezistenței de autopolarizare, la $P_{in} = 5$ W s-a obținut $P_{0max} = 808$ mW cu $\eta_{max} = 16,2\%$.

5. Concluzii

Utilizând soluții originale și o tehnologie îngrijită s-au realizat diode de multiplicare „step recovery” de putere cu eficiență ridicată, având timpi de tranziție ce permit folosirea lor până în banda de 8 GHz.

Bibliografie

- [1] Müller, Al., Buiculescu, V. Proc. 7 th Colloquium on Microwave Communication. Budapesta 1982, p. 821–824.
- [2] Benda, E. Spenke. Proc. IEE, vol. 55, no. 8, 1967.
- [3] Venkateswaran, D. J. Roulston — Solid St. Electronics, vol. 15, p. — 311–323, 1972.
- [4] Berza — Solid St. Electronics, vol. 22, p. 927–932, 1979.
- [5] Moll I. L., Krakauer L., Shen R. Proc. IRE, vol. 50, 1962 p. 43–53.
- [6] Nayto, M., Mazuzaky, H., Ogawa T. IEEE Tr. on El. Devices vol. ED 23, p. 945–949, No 8 1976.
- [7] Slotboom, J. W. S. S. E. vol. 20, p. 279–283, 1977.
- [8] Overstraten van R. J. de Man, H. J., Mertens R. IEEE Tr. on El. Devices, vol. ED-20, p. 290–298, 772–778, 1973.
- [9] Kleppinger, D. D., Lindholm F. A., SSE, vol. 14, p. 407–417, 1971.
- [10] Heasell E. L. IEEE Tr. on El. Devices vol. ED-26, No 6, p. 919–923.
- [11] Müller, A., Buiculescu, V., Setnic, S. — CAS/ICCE 1980.
- [12] Müller A. ș. a. E. E. A., vol. 23, nr. 1, 1979, p. 32–37.
- [13] Iordănescu, S., Müller A., Truța V. CAS/ICCE 1980.
- [14] Kurata, M. IEEE — Trans. on El. Devices, vol. ED 19, 1972, p. 1207–1215.

Lucrări prezentate la CAS/ICCE — 1982
și premiate la CAS/ICCE — 1983

1. **VOXART — o aplicație „grăitoare” a semiconductoarelor :**
A. Lăzăroiu, Institutul de Cercetări Etnologice și Dialectologice — București
- 2.1. **Modelarea tranzistoarelor de UHF cu amplificare reglabilă ;**
S. Georgescu, D. Sdrulla, T. Dunca, IPRS-Băneasa,
A. Mihnea, ICCF-București
- 2.2. **Noi traductoare galvanomagnetice :**
I. Munteanu, Univ. București, *I. Ghiță, A. Bucur*,
IPRS-Băneasa
3. **Sistem de instruire și dezvoltare pentru aplicațiile microprocesoarelor și ale altor componente LSI :**
A. Olariu, I. D. Plămădeală, ICCE-București
- 4.1. **Modulator binar de fază în banda X :**
V. Buiculescu, C. Buiculescu, ICCE-București
- 4.2. **Amplificator cu zgomot redus pentru banda 0,8 — 0,9 GHz :**
S. Iordănescu, V. Tănăsuică, ICCE-București
- 5.1. **Simularea procesului de expunere-developare a fotorezistului pozitiv la măștile cu crom :**
M. Iorgulescu, G. Crăciunescu, Microelectronica — București
- 5.2. **Sisteme de metalizare pentru dispozitive de înaltă frecvență :**
G. Brezeanu, IPB, *P. A. Dan*, IPRS-Băneasa
D. Dascălu, IPB, *A. Veron, G. Popovici*, IPRS-Băneasa
7. **Proiectarea asistată de calculator a CI : analiza modelului de tranzistor MOS folosit în programul SPICE și modificări aduse modelului :**
I. Ardelean, Microelectronica, *V. Năcuță*, ICCE-București
8. **Studiu de absorbție în infraroșu pentru LTCVD SiO₂ :**
C. Pavelescu, C. Cobianu, Microelectronica — București
A. Vancu, IFTM
9. **Sistem pentru acord automat și memorarea digitală a posturilor în tunere MA-MF :**
I. C. Botez, F. Knoll, Tehnoton-Iași
10. **Sistem de testare automată a circuitelor integrate liniare comandat de microprocesorul M 6 800**
O. Popescu, V. Popescu, V. Popescu, O. Bădoiu,
ICCE-București.





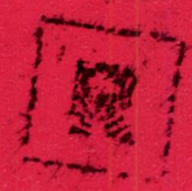
100

1984 M21 0 4

2040

66

04



Energia (Victor)

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 28 • NR. 2 • Iunie 1984

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICĂ

Anul 28 Nr. 2 iunie 1984



AUTOMATICĂ ȘI ELECTRONICĂ

CUPRINS

CZ 621.3.012.8 : 621.395.9

TASTATURI SENZORIALE
TELEFONIE

Croitoru, V. ș.a. : Circuit integrat MOS destinat tastaturilor senzoriale.

E.E.A. — Automatica și electronica 28, nr. 2, iun 1984, p. 47

Articolul dezbate problema modernizării folosirii claviaturii clasice, propunând înlocuirea acesteia cu tastatură senzorială în telefonie și aparatură de date.

CZ 621.3 : 621.375

MICROPROCESOARE
LIMBAJE DE PROGRAMARE
TESTARE

Popa, D. : Tiny basic pentru echipamentele ECAROM.

E.E.A. — Automatica și electronica 28, nr. 2, iun 1984, p. 49

Se prezintă avantajele dotării microcalculatoarelor cu un interpretor pentru limbaj de nivel înalt, ocupînd puțină memorie și fiind capabil să se substituie limbajului de asamblare în ceea ce privește accesul la probabilitățile hardware ale mașinii. Exemplele de programe demonstrează utilizarea interpretorului pentru testarea de module și echipamente.

CZ 621.392 : 621.395.6

TESTARE AUTOMATĂ
RECEPTOR TRANSMIȚĂTOR DE LINIE
CONFIGURAȚII DE MĂSURĂ

Popescu, O. ș.a. : Tester programabil pentru caracterizarea receptoarelor și transmițătoarelor de linie, comandat cu microprocesorul M 6 800-ETAS 12.

E.E.A. — Automatica și electronica 28, nr. 2, iun 1984, p. 58

Lucrarea prezintă un echipament de testare automată comandat de un microcalculator specializat, realizat de autori și utilizat cu succes pentru testarea producției curente de transmițătoare și receptoare de linie a CCSITS-București. Cu ajutorul lui, aceste componente, pentru testarea cărora este necesar să se execute între 50 și 100 de măsurători, sint caracterizate cu viteze care depășesc 1 500 buc/h.

CZ 621.396 : 621.375

AMPLIFICATOR DE PUTERE
PRODUSE DE INTERMODULAȚIE
SISTEM DE COMUNICAȚII

Tălbuc, D. : O metodă de predeterminare a produselor de intermodulație la un amplificator cu tub cu undă progresivă.

E.E.A. — Automatica și electronica 28, nr. 2, iun 1984, p. 60

În sistemele de comunicații prin satelit, în partea de transmisie, în special în amplificatorul de mare putere se pune problema reducerii produselor de intermodulație. Pentru

cazul funcționării cu mai multe purtătoare, se impune o predeterminare a acestor produse, pentru ca, eventual, dacă rezultatele nu se încadrează în normele impuse, să se facă o compensare a lor. În articol se prezintă o metodă de predeterminare a produselor de intermodulație la un amplificator de mare putere care utilizează în etajul final un tub cu undă progresivă.

CZ 621.377.6 : 512

ALGORITMI FUNCȚII ALGEBRICE
DUBLA PRECIZIE VIRGULĂ MOBILĂ
MICROPROCESOARE DE 8 BIȚI

Tatou, V. : Algoritmi de calcul în dublă precizie ai funcțiilor algebrice implementați pe sisteme de calcul utilizînd microprocesoare de 8 biți.

E.E.A. — Automatica și electronica 28, nr. 2, iun 1984, p. 64

Lucrarea prezintă algoritmi de calcul ai funcțiilor algebrice, cu o precizie de 14 cifre zecimale, implementați pe microprocesoare de 8 biți. Subprogramele respective fac parte dintr-o bibliotecă dublă precizie compatibilă cu sistemele Felix M18 și M118.

CZ 621.39 : 621.377.6

REȚELE DE COMUNICAȚII
CALCULATOARE

Stăicuț, E. : Proiectarea rețelelor de comunicație pentru interconectarea calculatoarelor.

E.E.A. — Automatica și electronica 28, nr. 2, iun 1984, p. 67

Se prezintă o procedură de proiectare a unei rețele de comunicație pentru interconectarea calculatoarelor, dîndu-se localizarea geografică a nodurilor, configurația topologică a rețelei, traficul de intrare în rețea și matricea de dirijare a datelor. Folosind un model cu șiruri de așteptare se deduc expresii matematice pentru evaluarea performanțelor rețelei, propunînd, în final, o procedură pentru determinarea optimă a memoriei nodurilor de comunicație și a vitezelor de transmitere pe linie, impunînd o limită maximă a timpului mediu de întîrziere în transferul datelor.

CZ 621.3.015.2 : 537.5

TENSIUNE DE PRAG
TRANZISTOR PMOS
IMPLANTARE IONICĂ

Bercu, M. ș.a. : Studiul preliminar al modificării tensiunii de prag pentru tranzistorul PMOS, utilizînd implantarea ionică.

E.E.A. — Automatica și electronica 28, nr. 2, iun 1984, p. 72

Lucrarea prezintă un studiu preliminar al utilizării implantării ionice a borului pentru controlul pragului la tranzistorul MOS cu canal p . Prin variația dozei de implantare s-a obținut pentru tranziția enhancement-depletion, valori ale tensiunii de prag cuprinse în intervalul $(-2; +4 \text{ V})$.

CZ 621.377 : 72

ARHITECTURA BAZATĂ PE OBIECT
PROTECȚIE BAZATĂ PE DOMENIU

Gârleșu, D. : Arhitectura sistemelor de calcul bazată pe obiect. E.E.A. — Automatica și electronica 28, nr. 2, iun 1984, p. 77

Lucrarea reprezintă o scurtă notă de introducere în arhitectura sistemelor de calcul bazată pe obiect, linie modernă de proiectare în domeniu, se dau de asemenea și cîteva exemple.

NECROLOG

82

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.012.8: 621.395.9

СЕНЗОРНАЯ КЛАВИАТУРА ТЕЛЕФОНИИ

Кроитор, В. и др.: Интегральная схема МОС для сенсорной клавиатуры.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 2, июнь 1984, стр. 47

В статье рассматривается вопрос модернизации использования классической клавиатуры, заключающийся в замене последней сенсорной клавиатурой, в телефонии и аппаратуре ЭВМ.

УДК 621.3: 621.375

МИКРОПРОЦЕССОРЫ ЯЗЫКИ ПРОГРАММИРОВАНИЯ ТЕСТИРОВАНИЕ

Пона, Д.: Tiny basic для оборудования ECAROM.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 2, июнь 1984, стр. 49

Демонстрируются выгоды оснащения мини-ЭВМ интерпретатором для языка высокого уровня, который занимает незначительную часть памяти и способен заместить сборный язык, что касается доступа к верностям HARDWARE машины. Примеры программ демонстрируют использование интерпретатора для тестирования модулей и оборудования.

УДК 621.392: 621.395.6

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ТЕСТИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫЙ ПРИЕМНИК — ТРАНСМИТТЕР КОНФИГУРАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЯ

Попеску, О. и др.: Программируемый тестер для оценки линейных приёмников — трансмиттеров, управляемый микропроцессором M 6800 — E TAS 1.2.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 2, июнь 1984, стр. 58

В работе представлено устройство автоматического тестирования, управляемое специализированной микро-ЭВМ, созданное авторами и успешно используемое для тестирования текущей продукции линейных приёмников-трансмиттеров, выпускаемых на CCSITS, г. Бухарест. С его помощью тестирование компонентов, заключающееся в проведении от 50 до 100 измерений, производится со скоростью, превышающей 1500 шт/час.

УДК 621.396: 621.375

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ПРОДУКТ ВЗАИМНОЙ МОДУЛЯЦИИ СИСТЕМА СВЯЗИ

Тылык, Д.: Метод предопределения продуктов взаимной модуляции в усилителе с лампой с бегущей волной.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 2, июнь 1984, стр. 60

В системах связи через спутник, в передаточной части, особенно в усилителе большой мощности возникает необходимость сокращения продуктов взаимной модуляции. В случае функционирования с несколькими несущими, становится обязательным предопределение этих продуктов, так как в случае несовпадения результата с заданными нормами, производится их компенсация. В статье представлен метод предопределения продуктов взаимной модуляции в усилителе большой мощности, использующем в выходном каскаде лампу с бегущей волной.

УДК 621.377.6: 512

АЛГОРИФМ АЛГЕБРАИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ ДВОЙНАЯ ТОЧНОСТЬ, ПЛАВАЮЩАЯ ЗАПЯТАЯ МИКРОПРОЦЕССОРЫ В 8 БИТ

Татою, В.: Алгоритм расчёта двойной точности алгебраических функций, введенных в электронные системы с использованием микропроцессоров в 8 бит.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 2, июнь 1984, стр. 64

В работе представлены алгоритмы расчёта алгебраических функций, с точностью до 14 десятичных знаков, введенных в микропроцессоры в 8 бит. Данные подпрограммы являются частью библиотеки двойной точности, совместимой с системами FELIX M 18 и M 118.

УДК 621.39: 621.377.6

СЕТИ СВЯЗИ ЭВМ

Стэйкуц, Е.: Проектирование сети связи для взаимосвязи ЭВМ.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 2, июнь 1984, стр. 67

Представлен способ проектирования сети связи для взаимосвязи ЭВМ, с указанием географического расположения узлов, топологической конфигурации сети, трафика входа в сеть и матрицы управления данными. Используя модель с последовательностью ожидания, выводятся математические выражения для оценки способностей сети. В конце предлагается способ оптимального определения памяти коммутационных узлов и скоростей передачи по линии, с обязательным сохранением максимального предела среднего времени запаздывания в передаче данных.

УДК 621.3.015.2: 537.5

ПОРОГОВОЕ НАПРЯЖЕНИЕ ТРАНЗИСТОР PMOS ИОННОЕ НАСАЖДЕНИЕ

Берку, М. и др.: Предварительное исследование изменения порогового напряжения для транзистора PMOS при ионном насаждении.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 2, июнь 1984, стр. 72

Работа представляет собой предварительное исследование применения ионного насаждения бора для контроля порога в транзисторе MOS с каналом p^{++} . Варьируя дозировку ионного насаждения, получили для перехода enhancement — depletion, величины порогового напряжения в интервале $(-2; +4В)$.

УДК 621.377: 72

АРХИТЕКТУРА НА ОСНОВЕ ОБЪЕКТА ПРОЕКТИРОВАНИЕ НА ОСНОВЕ ОБЛАСТИ

Гылашу, Д.: Архитектура вычислительных систем на основе объекта.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 2, июнь 1984, стр. 77

Работа представляет собой краткое введение в архитектуру вычислительных систем на основе объекта, что представляет прогрессивное направление проектирования в области. Представляются некоторые примеры.

INHALT

DK 621.3.012.8 : 621.395.9

SENSORIELLE TASTATUR TELEPHONIE

Croitoru, V. u.a. : Integrierschaltung MOS für sensorielle Tastatur.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 2, Juni 1984, S.47

Der Artikel befasst sich mit dem Modernisierungsproblem der klassischen Tastatur, wobei man zur Ersetzung dieser mit der sensoriellen Tastatur in der Telefonie und Datenapparat durchgeht.

DK 621.3 : 621.375

MIKROPROZESSOREN PROGRAMMIERSPRACHE PRÜFEN

Popa, D. : Tiny basic für ECAROM-Ausrüstungen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 2, Juni 1984, S. 49

Man stellt die Vorteile der Ausstattung der Mikrorechner mit einer Darstellung für eine Sprache des hohen Niveaus dar, wobei es um eine geringe Speicherung geht, um so die Assemblersprache bezüglich des Zuganges der Wahrscheinlichkeiten Hardware der Maschine zu ersetzen. Die Programmbeispiele beweisen die Anwendbarkeit der Darstellung für das Prüfen der Module und Ausrüstungen.

DK 621.392 : 621.395.6

AUTOMATISCHES PRÜFEN EMPFÄNGER LINIENSENDER MESSKONFIGURATIONEN

Popescu, O. u.a. : Programmierbarer Tester für die Charakterisierung der Empfänger und Liniensender, gesteuert vom Mikrorechner M 6800-ETAS 12.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 2, Juni 1984, S.58

Die Arbeit stellt eine Prüfausrüstung dar, die von einem spezialisiertem Mikrorechner gesteuert wird, die von den Autoren durchgeführt wurde und zwar für das Prüfen der Empfänger Liniensender-Produktion des CCSITS-Bukarest. Mit deren Hilfe, werden diese Bauelemente, für deren Prüfung Messungen zwischen 50 und 100 notwendig sind, mit Geschwindigkeiten über 1500 Stücke/Stunde charakterisiert.

DK 621.396 : 621.375

LEISTUNGSVERSTÄRKER INTERMODULATIONSPRODUKTE KOMMUNIKATIONSSYSTEM

Tălbăc, D. : Eine Vorbestimmungsmethode der Intermodulationsprodukte bei einem Verstärker mit Rohr und progressive Welle.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 2, Juni 1984, S. 60

In den Kommunikationssysteme durch Satellit in der Senderseite, und zwar den Hochleistungsverstärker stellt man das Problem der Verringerung der Intermodulationsprodukte. Im Betriebsfall für mehrere Träger, benötigt man eine Vorbestimmung dieser Produkte, um eine Kompensation durchzuführen, wenn die Ergebnisse nicht in den geschriebenen Normen eingeführt sind. Im Artikel wird eine Vorbestimmungsmethode der Intermodulationsprodukte bei einem Hochleistungsverstärker der in die Endphase ein Rohr mit progressiver Welle anwendet, beschrieben.

DK 621.377.6 : 512

ALGORYTHMEN ALGEBRISCHE FUNKTIONEN DOPPELTE PRÄZISION BEWEGLICHES KOMMA MIKROPROZESSOREN MIT 8 BIT

Taloiu, V. : Rechenalgorythmen mit doppelter Präzision der algebraischen Funktionen, die auf Rechnersysteme eingebaut sind, wobei man Mikroprozessoren von 8 Bit verwendet.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 2, Juni 1984, S.64

Die Arbeit stellt Rechenalgorythmen der algebraischen Funktionen dar, mit einer Präzision von 14 Dezimalstellen, in Mikroprozessoren von 8 Bit eingebaut. Die Unterprogramme gehören einer Bibliothek von doppelter Präzision, die mit den Systemen Felix M 18 und M 118 verträglich sind.

DK 621.39 : 621.377.6

KOMMUNIKATIONSNETZWERKE RECHNER

Stăicuț, E. : Entwurf der Kommunikationsnetzwerke für die Verkettung der Rechner.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 2, Juni 1984, S. 67

Man stellt eine Entwurfsprozedur eines Kommunikationsnetzwerkes für die Verkettung der Rechner dar, wobei man die geographischen Knoten, die topologische Netzwerkstelle, der Traffic beim Eingang im Netzwerk und die Steuerungs-matrix der Daten bestimmt. Man verwendet ein Modell mit Wartereihen, wobei mathematische Ausdrücke für die Verwertung der Netzwerkperformanzen nachfolgen; schliesslich bestimmt man eine Prozedur für die Speicherung der Kommunikationsknoten und der Sendegeschwindigkeiten, wobei eine maximale Grenze der mittleren Verzögerungszeit in der Datenübertragung ermöglicht wird.

DK 621.3.015.2 : 537.5

SCHWELLENSPANNUNG TRANSISTOR PMOS IONISCHE IMPLEMENTIERUNG

Bercu, M. u.a. : Studie die Veränderung hinsichtlich der Schwellenspannung für den Transistor PMOS, wobei man die ionische Implementierung anwendet.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 2, Juni 1984, S. 72

Die Arbeit stellt eine Studie der Anwendung von ionischer Implementierung des Bors für die Kontrolle der Schwelle bei einem Transistor MOS mit Kanal p, dar. Über die Variation der Implementierungsquantität erhielt man für den Übergang enhancement-depletion Schwellenspannungswerte die in den Grenzen (-2; +4) enthalten sind.

DK 621.377 : 72

DAS OBJEKT ALS GRUNDLAGE DER ARCHITEKTUR BEREICH ALS GRUNDLAGE DES SCHUTZES

Gârlașu, D. : Das Objekt als Grundlage der Architektur für die Rechnersysteme.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 2, Juni 1984, S. 77

Die Arbeit stellt eine kurze Einführungsnote in die Architektur der Rechnersysteme dar; sie ist eine moderne Entwurfslinie des Bereiches, wobei auch einige Beispiele dargestellt werden.

CONTENTS

DC 621.3.012.8 : 621.395.9

SENSORIAL KEYBOARDS TELEPHONY

Croitoru, V.a.o. : MOS printed circuit for sensorial keyboard.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, june 1984, p.47

The paper deals with classic keyboard perfecting proposing its replacement with sensorial keyboards in telephony and data processing apparatus.

DC 621.3 : 621.375

MICROPROCESSORS PROGRAMMING LANGUAGES TESTING

Popa, D. : Tiny basic for ECAROM equipments.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, june, 1984, p.49

The paper shows the advantages connected with micro-calculators having a high level language interpreter, occupying a small part of memory and being able to substitute the assembly language concerning the access to the machine hardware probabilities. The programmes exemplified demonstrates modules and equipments testing interpreter usage.

DC 621.392 : 621.395.6

AUTOMATE TESTING LINE TRANSMITTER-RECEIVER MEASURING CONFIGURATIONS

Popescu, O. a.o. : Programmable tester for line receivers and transmitters, controlled by the M 6800 — ETAS 12 micro-processor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, june 1984, p.58

The paper presents an automate testing equipment controlled by a specialised microcalculator, achieved by the above mentioned authors, successfully employed for the current line transmitter-receiver production of CCSITS-București. With its help, these components for whose testing are necessary 50—100 measurements, are characterized by speeds higher than 1 500 part/hour.

DC 621.396 : 621.375

POWER AMPLIFIER INTERMODULATION PRODUCTS COMMUNICATION SYSTEM

Tâlbac, D. : A method for intermodulation products predetermination in a progressive wave tube amplifier.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, june 1984, p.60

In the satellite communication equipments, especially in the transmission parts and the high power amplifier, an important problem is the intermodulation product reducing. In the case of more carrier-wave continuous work, operation of pre-determination of these products is necessary, that, in case the results are not corresponding with the imposed limits, a compensation should take place. The paper presents an intermodulation products pre-determination in a high power amplifier using a progressive wave tube in the final step.

DC 621.377.6 : 512

THE ALGEBRIC FUNCTION ALGORITHMS MOBILE DOUBLE PRECISION 8 BITS MICROPROCESSORS

Tatoiu, V. : Calculating algorithms with double precision of algebric functions implemented on calculating systems using the 8 bits microprocessors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, june 1984, p.64

The paper presents the algebric functions calculating algorithms with a 14 digits accuracy, being implemented on 8 bits microprocessors. The called sub-programmes are part of a double library being compatible in accuracy with Felix M 18 and M 118.

DC 621.39 : 621.377.6

COMMUNICATION SYSTEMS COMPUTERS

Stăicuț, E. : Communication networks design for computers interconnection.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, june 1984, p. 67

A designing procedure of a communication network is presented for computers interconnection, the nodes geographical display being offered, alongside the network configuration, the network input traffic and data matrices. By a now model, several mathematical expressions are introduced for the network performances evaluation, a procedure being finally proposed for the optimal determination of communication nodes and transmission speeds, a maximum limit of the data transfer delay being imposed.

DC 621.3.015.2 : 537.5

TRESHOLD VOLTAGE PMOS TRANSISTOR IONICAL IMPLANTATION

Bercu, M. a.o. : Preliminary study of threshold voltage modification for the PMOS transistor, using ionical implantation.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, june 1984, p. 72

The paper presents a preliminary study of the use of boron ionical implantation for the threshold control of the MOS, p-channel transistor. Through-variation of the implantation dose, threshold voltage values ranging within interval (—2; +4 V) have been obtained for the enhancement-depletion transition.

DC 621.377 : 72

OBJECT BASED ARHITECTURE DOMAIN BASED PROTECTION

Gârlaşu, D. : Object based calculating systems architecture.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, june 1984, p.77

The paper is a short introductory note in the object based calculating systems architecture, a modern domain designing line ; several exemples are offered.

SOMMAIRE

CD 621.3.012.8 : 621.395.9

CLAVIER SENSORIEL
TÉLÉPHONIE

Croitoru, V. ș.a. : Circuit intégré MOS destiné aux claviers sensoriaux.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, juin 1984, p. 47

L'article discute le problème de la modernisation de l'emploi du clavier classique, en proposant son remplacement avec un clavier sensoriel dans le domaine de la téléphonie et de l'appareillage pour le traitement des données.

CD 621.3 : 621.375

MICROPROCESSEURS
LANGAGE DE PROGRAMATION
ESSAI

Popa, D. : Tiny basic pour les équipement ECAROM.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, juin 1984, p. 49

On présente les avantages de la dotation des microcalculateurs avec un interpréteur pour le langage de haut niveau, n'occupant qu'une petite partie de la mémoire et étant capable de se substituer au langage d'assemblage en ce qui concerne l'accès aux probabilités hardware de la machine. Les exemples de programmes démontrent l'utilisation de l'interpréteur pour l'essai de modules et des équipements.

CD 621.392 : 621.395.6

ESSAI AUTOMATIQUE
RÉCEPTEUR TRANSMETTEUR DE LIGNE
CONFIGURATIONS DE MESURE

Popescu, O. ș.a. : Tester programable pour caractériser les récepteurs et les transmetteurs de ligne, commandé par le microprocesseur M 6800-ETAS 12.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, juin 1984, p. 58

L'ouvrage présente un équipement d'essai automatique commandé par un microcalculateur spécialisé, réalisé par les auteurs et utilisé avec succès pour l'essai de la production série de transmetteurs et de récepteurs de ligne à CCSITS-București. Avec son aide, ces composants pour l'essai desquels ils est nécessaire d'exécuter entre 50 et 100 mesures, sont caractérisés par des vitesses qui dépassent 1 500 pièce/h.

CD 621.396 : 621.375

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE
PRODUITS D'INTERMODULATION
SYSTEME DE COMMUNICATIONS

Tâlvac, D. : Une méthode pour prédéterminer les produits d'intermodulation à un amplificateur à tube avec onde progressive.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, juin 1984, p. 60

Dans les systèmes de communication par satellite, en ce qui concerne la transmission et surtout l'amplificateur de grande puissance on pose le problème de la réduction des produits d'intermodulation. Pour le cas fonctionnement avec plusieurs portances, on impose une prédétermination de ces produits, ainsi que, si les résultats ne correspondent pas aux normes imposées, une compensation soit faite. Dans l'article on présente une méthode de prédétermination des produits d'intermodulation à un amplificateur de grande puissance qui utilise dans l'étage final un tube à onde progressive.

CD 621.377.6 : 512

ALGORITHMES, FONCTIONS ALGÈBRIQUES
PRÉCISION DOUBLE, VIRGULE MOBILE
MICROPROCESSEURS DE 8 BITS

Tatoiu, V. : Algorithmes de calcul en double précision des fonctions algébriques implémentées sur des systèmes de calcul utilisant des microprocesseurs de 8 bits.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, juin 1984, p. 64

L'ouvrage présente des algorithmes de calcul des fonctions algébriques avec une précision de 14 chiffres décimaux, implémentés sur des microprocesseurs de 8 bits. Les sous-programmes respectifs font partie d'une bibliothèque double précision compatible aux systèmes Felix M 18 et M 118.

CD 621.39 : 621.377.6

RESEAUX DE COMMUNICATIONS
CALCULATEURS

Stăicuț, E. : Conception des réseaux de communication pour l'interconnexion des calculateurs.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2 juin 1984, p. 67

On présente une procédure de conception d'un réseau de communication pour l'interconnexion des calculateurs, en précisant l'emplacement géographique des noeux la configuration topologique du réseau, le trafic d'entrée dans le réseau et la matrice d'orientation des données, on déduit des expressions mathématiques pour estimer les performances du réseau, en proposant, finalement une procédure pour déterminer d'une manière optimum la mémoire des noeux de communication et les vitesses de transmission sur voie, imposant une limite maximum du temps moyen de retard pour le transfert des données.

CD 621.3.015.2 : 537.5

TENSION DE SEUIL
TRANSISTOR PMOS
IMPLEMENTATION IONIQUE

Bercu, M. ș.a. : L'étude préliminaire de la modification de la tension de seuil pour le transistor PMOS, employant l'implémentation ionique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, juin 1984, p. 72

L'ouvrage présente une étude préliminaire de l'utilisation de l'implémentation ionique du bare pour le contrôle du seuil au transistor MOS au canal p. En variant la dose l'implémentation on a obtenu pour la transition enhancement-depletion, des valeurs de la tension de seuil comprises dans l'intervalle (-2; +4 V).

CD 621.377 : 72

ARCHITECTURE FONDÉE SUR OBJET
PROTECTION FONDÉE SUR DOMAINE

Garlașu, D. : L'architecture des systèmes de calcul fondée sur objet.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 2, juin 1984, p. 77

L'ouvrage représente une brève introduction dans l'architecture des systèmes de calcul fondée sur objet, ligne moderne de conception dans le domaine, ou y donne aussi quelques exemples.

752.428 + 6.152 = 758.580

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp.
al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI;
acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. B.
TRÎNA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOTAN; dr. ing.
C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing.
S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing.
V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLA-
TEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRA-
GĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing.
M. HÂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HOR-
TOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing.
A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof.
dr. ing. A. NICOLĂIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing.
S. PUȘCĂȘU; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU,
redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR
TÂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

CZ 621.3.012.8 : 621.395.9

TASTATURI SENZORIALE
TELEFONIE

Circuit integrat MOS destinat tastaturilor senzoriale

VICTOR CROITORU, MIHAI DINALE, CRISTIAN GÎNGU,
MARIAN OPRICAN*, ADRIANA VERON** — BUCUREȘTI

Introducere

Ținându-se seama de perspectiva dezvoltării rețelelor de telecomunicații, se consideră util a menționa atenția deosebită pe care marii producători de echipamente de telecomunicații și furnizori de semiconductoare, destinate telecomunicațiilor, o acordă terminalelor telefonice și de date. Astfel, sistemele moderne de comutație, care prelucrează informațiile de selecție mult mai repede în comparație cu sistemele clasice, reclamă în primul rînd, la nivelul terminalului telefonic, înlocuirea clasicului dispozitiv de comandă a selecției — discul telefonic, prin echivalenți electronici ce implică utilizarea unor claviaturi mecanice. Totodată, experimentările din domeniul calculatoarelor și transmisiilor de date au demonstrat că modul de introducere a informației prin claviatură este mult mai eficient.

În sensul celor de mai sus, autorii și-au propus să realizeze un nou salt calitativ pe linia modernizării claviaturilor și anume să elimine orice componentă mecanică, în mișcare, pe care ar mai reclama-o claviaturile cu contacte mecanice.

În această idee s-a abordat, în cadrul Catedrei de telefonie și transmisiuni de date a Institutului politehnic-București, problema tastării senzoriale, cu aplicații în aparatura telefonică și de date [1].

1. Principalele caracteristici tehnice și funcționale ale tastaturilor senzoriale

În orice variantă constructivă, tastatura senzorială este echivalentă, din punct de vedere funcțional și al gabariturii, cu o claviatură mecanică, numai că aceasta elimină total elementele în mișcare, fiind pur statică.

În funcție de principiul funcționării, tastaturile senzoriale realizate pot fi clasificate în:

— tastaturi monocontact, a căror funcționare se bazează pe sesizarea zgomotului electric,

captat de corpul omenesc din câmpul electromagnetic exterior și

— tastaturi dublu contact, a căror funcționare este bazată pe sesizarea rezistenței electrice a degetului, atunci cînd acesta unește două regiuni de contact, izolate.

Dacă s-ar face o comparație între o tastatură senzorială, în orice variantă constructivă, și una cu contacte mecanice, s-ar putea evidenția o serie de avantaje ale sistemului senzorial de tastare, cum ar fi:

— eliminarea, în cea mai mare măsură, a prelucrărilor mecanice din procesul de fabricație;

— eliminarea consumului de metale rare, utilizate la realizarea contactelor mecanice;

— eliminarea zgomotului, pe care îl produc piesele în mișcare;

— eliminarea hazardului dinamic, propriu tastaturilor cu contacte mecanice;

— posibilitatea ștergerii de praf sau a spălării tastaturii;

— creșterea fiabilității ș.a., în condițiile unui preț de cost comparabil cu cel al tastaturilor cu contacte mecanice.

Experimentările realizate în cadrul I.P.B. privind realizarea unor variante de tastaturi senzoriale, cu unul sau două contacte, au fost făcute pe baza unor structuri electronice cu tranzistoare bipolare sau MOS. Drept urmare a acestor experimentări a rezultat circuitul integrat MOS, tip MMP 9 600, în curs de realizare la întreprinderea Microelectronica.

2. Descrierea circuitului MMP 9600

Circuitul MMP 9600 a fost proiectat pentru a oferi posibilitatea tastării senzoriale de tip rezistiv și pentru a asigura codul de acționare și interfața cu circuitul integrat MMP 9100, destinat, la rîndul lui, transmiterii comenzilor de selecție la nivelul terminalelor telefonice. Remarcăm că, în ceea ce privește codul generat de circuit, acesta poate fi adaptat oricărui cod de 5 biți, în funcție de circuitul cu care acesta interfațează, prin schimbarea unei măști în

* Institutul politehnic — București.

** Întreprinderea „Microelectronica” — București.

procesul de fabricație. Un asemenea circuit constituie echivalentul a 12 butoane mecanice.

Structura internă a circuitului integrat conține 12 celule bistabile de tip *D*, un codificator, un circuit de eliberare și un circuit de preselecție.

Cele 12 celule bistabile (fig. 1) $D_1 \dots D_{12}$ corespund celor 12 intrări $I_1 \dots I_{12}$, codificatorul fiind destinat preluării informației primelor 11

tează automat canalul 12, al cărui cod apare pe C_1, C_2, C_3, C_4 . Dacă P este legat la masă (V_{SS}), această posibilitate dispare.

3. Caracteristicile tehnologice și parametrii electrici ai circuitului

Procesul tehnologic necesar pentru fabricația acestui circuit corespunde tehnologiei MOS cu canal P și poartă de aluminiu, cu prag scăzut.

Circuitul conține aproximativ 200 de tranzistoare pe o arie de $1,8 \times 1,9 \text{ mm}^2$ și necesită o capsulă de 24 de pini, din care 2 pini rămân nefolosiți.

Parametrii electrici, ce caracterizează circuitul, sînt următorii:

- tensiunea de alimentare: $V_{DD} = -15 \text{ V}$, $V_{SS} = 0 \text{ V}$;
- tensiunea de prag: $V_T = -3 \pm 0,5 \text{ V}$;
- curentul absorbit: $< 1 \text{ mA}$, tipic $0,6 \text{ mA}$;
- nivelele logice (în logică negativă):
 $V_{OH, \max} = V_{DD} - V_T = -12 \text{ V}$,
 $V_{OL, \min} = -0,25 \text{ V}$ pentru $V_{IH, \max} = -12 \text{ V}$,
 $V_{OL, \max} = -1,4 \text{ V}$ pentru $V_{IH, \min} = -5 \text{ V}$;
- timpii de comutare:
 — din „0” logic în „1” logic, $t_r = 60 \text{ } \mu\text{s}$,
 — din „1” logic în „0” logic, $t_f = 1 \text{ } \mu\text{s}$,
 în condițiile unui salt de nivel la intrare de 12 V .

4. Aplicații

Schema tipică de aplicație este cea din figura 2. La atingerea unuia din senzorii $S_1 \dots S_{12}$, pe ieșirile $C_1 \dots C_4, S, \text{INH}$ apare codul din tabelul 1, identic cu cel furnizat de o claviatură cu butoane. La comandă, acest cod poate fi modificat prin schimbarea măștii de oxid de poartă. Modul de funcționare al circuitului (cu

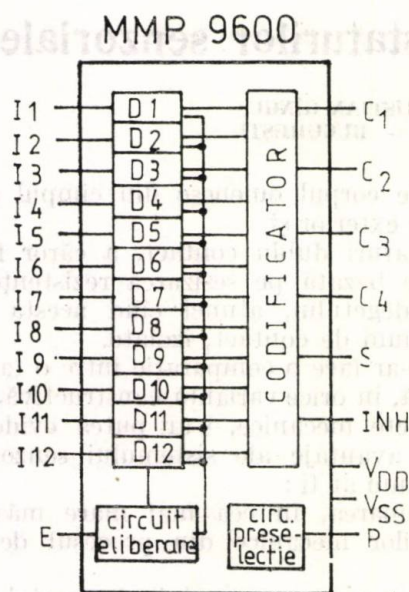


Fig. 1

intrări și transformării acesteia într-un cuvînt de 4 biți (ieșirile C_1, C_2, C_3, C_4). De asemenea, codificatorul semnalizează, printr-o a cincea ieșire (S), dacă a fost atinsă sau nu o tastă, existînd astfel certitudinea (din partea utilizatorului) că informația a fost preluată de la senzor. Cea de-a 12-a intrare este stimulată doar în cazul în care se dorește activarea ieșirii INH , utilizată de circuitul MMP 9100 pentru reluarea automată a numărului.

Circuitul de eliberare lucrează programabil. Astfel, dacă pinul E este lăsat neconectat, codul corespunzător tastei atinse apare la ieșirile $C_1 \dots C_4$ imediat ce a fost atinsă tasta și rămîne și după ridicarea degetului de pe tastă, pînă la atingerea unei alte taste, cînd apare codul acesteia din urmă. Avem o funcționare în regim de comutator de canale, repetarea comenzii pe o aceeași tastă neputînd fi sesizată. Dacă, însă, pinul E este legat printr-un condensator ($1-10 \text{ nF}$) la masă (V_{SS}), atunci codul intrării tastate dispare odată cu ridicarea degetului de pe tastă (se eliberează canalul ocupat). Acest mod de lucru permite repetarea comenzii pe o aceeași intrare.

Circuitul de preselecție poate fi și el programat. Astfel, dacă pinul P este lăsat neconectat, în momentul alimentării cipului se preselec-

TABELUL 1

INTRĂRI												IEȘIRI					
I1	I2	I3	I4	I5	I6	I7	I8	I9	I10	I11	I12	C1	C2	C3	C4	S	INH
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0

sau fără eliberarea canalului tastat, cu sau fără preselectie) se alege din comutatoarele K_E și K_P (figura 2).

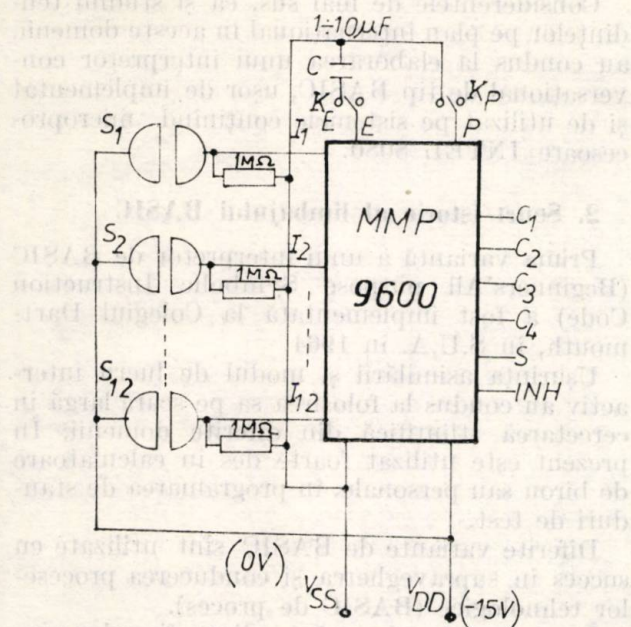


Fig. 2

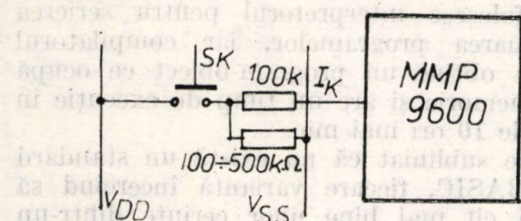


Fig. 3

De menționat că, în afara modului de introducere a informației prin taste senzoriale, ca în figura 2, se mai pot folosi și butoane simple, cu revenire, ca în figura 3.

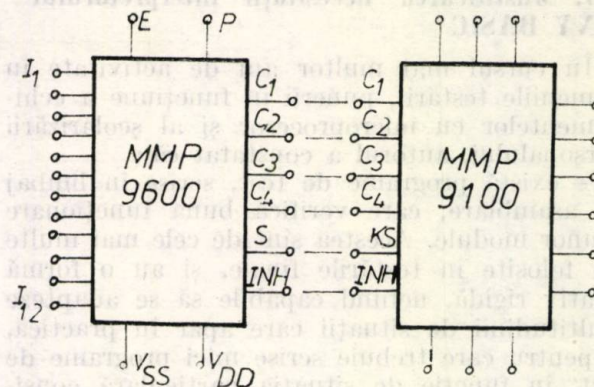


Fig. 4

Pentru aplicația de tastatură senzorială telefonică [2], MMP 9600 interfațează MMP 9100 (AY-5-9100) ce se află în fabricație la întreprinderea Microelectronica-București. Legăturile între cele două circuite sînt pur galvanice, după cum arată figura 4. Consumul redus al celor două circuite permite alimentarea întregului aparat telefonic din linia de abonat.

Bibliografie

- [1] Croitoru, V., Oprican, M. Tastaturi senzoriale pentru terminale telefonice, CNETAC, 1982, I.P.B, p. 3, 56-3, 62.
- [2] Croitoru, V., Oprican, M. Studiul tehnico-economic al circuitului integrat MOS MMP 9600, contract nr. 16-3-1/1983 cu Întreprinderea Microelectronica - București.

CZ 621.3 : 621.375

MICROPROCESOARE
LIMBAJE DE PROGRAMARE
TESTARE

Tiny basic pentru echipamentele ECAROM

DAN POPA* — BUCUREȘTI

Introducere

Dezvoltarea tehnologiei în domeniul microelectronicii a condus la apariția și apoi la proliferarea microprocesoarelor și a familiilor de circuite aferente.

Producția de serie mare creează posibilitatea reducerii costurilor, astfel încît în prezent este economic să se realizeze dispozitive bazate pe microprocesor, cu aplicații în diferite ramuri ale industriei sau în electronica de consum.

Pe lingă gradul de integrare avansat, cu avantaje în fiabilitate, reducerea costului echipa-

mentelor, simplificarea proiectării logice, microprocesoarele au introdus un nou grad de flexibilitate în proiectarea sistemelor, înlocuind în tot mai mare măsură soluțiile hardware cu cele software. Practic, cu aceleași scheme logice se pot acum concepe echipamente al căror compartiment să fie diferit, în funcție de programele introduse.

Atrăși de aceste avantaje, unii proiectanți de sisteme uită să ia în considerație faptul că pentru a-și îndeplini rolul într-un sistem, un microprocesor trebuie programat, iar activitatea de proiectare software este foarte pretențioasă în ceea ce privește timpul și mijloacele necesare.

* Întreprinderea de elemente de automatizare — București.

Volumul mare de muncă și calificarea înaltă necesare explică de ce se estimează că în prezent, în costul sistemelor de calcul, programele reprezintă 90%.

1. Justificarea necesității interpretorului TINY BASIC

În cursul mai multor ani de activitate în domeniile testării, punerii în funcțiune a echipamentelor cu microprocesor și al școlarizării personalului, autorul a constatat că:

- există programe de test, scrise în limbaj de asamblare, care verifică buna funcționare a unor module. Acestea sînt de cele mai multe ori folosite în testările finale, și au o formă relativ rigidă, nefiind capabile să se adapteze multitudinii de situații care apar în practică, și pentru care trebuie scrise mici programe de test, în funcție de situația particulară considerată;

- personalul care își desfășoară activitatea în domeniul testărilor și punerilor în funcțiune trebuie să conceapă programe de test pentru cazurile de defecte apărute. Numărul acestor situații este practic infinit, și nu se poate spera ca cineva să le prevadă pe toate. Mai mult, în special în cadrul sistemelor cu microprocesor, timpul de calcul și memoria disponibilă sînt prohibitive;

- programele de test scrise de cei care pun în funcțiune echipamentele sînt concepute în limbaj de asamblare, fapt care aduce cu sine dezavantaje ca:

- dificultatea stăpînirii limbajului;
- introducerea programelor direct în limbaj mașină, prin intermediul unui program Monitor rezident. Pentru aceasta este necesară o traducere manuală;
- instrucțiunile omise sau eronate nu pot fi corectate de cele mai multe ori decît după reintroducerea programului;
- activitatea de punere în evidență a defectului, care constituie scopul programului, este depășită ca timp de scrierea, introducerea și depanarea programului;
- cel care scrie programul trebuie să aibă alături lista codurilor de instrucțiuni în limbaj mașină, pe care să o utilizeze la scrierea sau la depanarea programelor introduse;

- beneficiarii echipamentelor pot verifica cu dificultate buna funcționare a subansamblelor dintr-un sistem, aceasta necesitînd cunoașterea limbajului de asamblare. Astfel, izolarea modulelor defecte necesită intervenția personalului cu pregătire de specialitate;

- în activitățile de punere în funcțiune, cînd timpul este prețios, programarea în limbajul mașină necesită eforturi mari de atenție și consumă mult timp;

- școlarizarea personalului de service și a beneficiarilor se face mai ușor dacă participan-

ții la cursuri își însușesc repede un limbaj prin intermediul căruia să poată verifica și exploata comod posibilitățile sistemului studiat.

Considerentele de mai sus, ca și studiul tendințelor pe plan internațional în aceste domenii, au condus la elaborarea unui interpretor conversațional de tip BASIC, ușor de implementat și de utilizat pe sistemele conținînd microprocesoare INTEL 8080.

2. Scurt istoric al limbajului BASIC

Prima variantă a unui interpretor de BASIC (Beginners' All purpose Symbolic Instruction Code) a fost implementată la Colegiul Dartmouth, în S.U.A. în 1964.

Ușurința asimilării și modul de lucru interactiv au condus la folosirea sa pe scară largă în cercetarea științifică din diferite domenii. În prezent este utilizat foarte des în calculatoare de birou sau personale, în programarea de standuri de test.

Diferite variante de BASIC sînt utilizate cu succes în supravegherea și conducerea proceselor tehnologice (BASIC de proces).

În prezent se observă tendința firmelor producătoare de a oferi, pentru limbajul BASIC, atît un interpretor, cit și un compilator. Utilizatorii folosesc interpretorul pentru scrierea și depanarea programelor, iar compilatorul pentru a obține un program-obiect ce ocupă puțină memorie și are un timp de execuție în general de 10 ori mai mic.

Trebuie subliniat că nu există un standard pentru BASIC, fiecare variantă încercînd să răspundă cit mai bine unor cerințe dintr-un anumit domeniu. Au apărut instrucțiuni pentru:

- operarea cu simboluri grafice;
- adresarea directă a mărimilor de intrare și ieșire în procesele tehnologice;
- comanda instrumentelor de măsură în testarea automată, utilizînd interfața standard IEEE 488.

Totuși, structura generală și un set minimal de instrucțiuni se regăsesc în toate variantele. Cel care stăpînește o variantă de BASIC se adaptează cu ușurință particularităților alteia, într-un interval de timp scurt.

În literatura de specialitate, variantele de BASIC implementate pentru microprocesoare și ocupînd între 2 și 4 kocteți de memorie, poartă denumirea generică TINY BASIC (în limba engleză „tiny” înseamnă „micuț”).

3. Prezentarea interpretorului TINY BASIC

3.1. Necesarul hardware

Interpretorul TINY BASIC ocupă 2 kocteți de memorie EPROM. Modulul-unitate centrală (EC 880—C) oferă 4 kocteți memorie RAM și 4 kocteți memorie EPROM.

În implementarea pe microcalculatoarele ECAROM 880 și ECAROM 881, TINY BASIC ocupă spațiul de adrese din domeniul F000H, F7FFH, opțiune justificată de situarea Monitorului rezident la adresele F800H, FFFFH, pe 2 coșeți de EPROM.

Se realizează astfel o situație întâlnită frecvent în proiectarea sistemelor cu microprocesor 8080, în care se alocă memorie RAM la adresele inferioare și memorie ROM la adresele superioare.

Determinarea limitei superioare a blocului de memorie RAM disponibilă se face dinamic, la lansarea interpretorului.

Pentru utilizarea interpretorului este necesar un dispozitiv periferic de tip display alfanumeric sau teleimprimator, care va fi denumit în continuare consolă.

3.2. Lansarea interpretorului TINY BASIC

Lansarea programului se face prin comanda :
● GF000 (CK)
a Monitorului.

După inițializările interne și determinarea automată a spațiului de memorie RAM disponibilă, interpretorul trimite la consolă mesajul de inițializare :
Tiny Basic Vn.m,
în care Vn.m semnifică versiunea, urmată de mesajul Ready, care indică modul direct.

3.3. Prezentarea limbajului

3.3.1. Moduri de lucru

Așa cum se recunoaște practic la toate interpretoarele BASIC, se disting două moduri de lucru : direct și indirect :

— Modul direct

În modul direct, comenzile și instrucțiunile BASIC nu sînt precedate de etichete. Ele se execută pe măsură ce sînt introduse. Rezultatele operațiilor aritmetice și logice pot fi afișate imediat și memorate pentru utilizare ulterioară, dar comenzile și instrucțiunile sînt pierdute după execuție, astfel încît pentru o reutilizare ele trebuie introduse din nou.

Modul direct este util pentru depanare și pentru utilizarea interpretorului ca un „calculator de buzunar”, pentru instrucțiuni care nu cer un program complet.

— Modul indirect

Este modul utilizat pentru introducerea programelor. Liniile de program sînt precedate de etichete și se depun în memorie pe măsură ce sînt introduse. Ordinea de introducere este cea dată de succesiunea secvențială a etichetelor. Programul se va executa la introducerea comenzii „RUN”.

3.3.2. Formatul liniei

Liniile de program au în BASIC formatul :
[<etichetă>] <instrucțiune BASIC> [:<frază BASIC>...] (CR)

Dacă <etichetă> lipsește, ne aflăm în modul direct.

Parantezele pătrate indică opțiuni.

La dorința programatorului, o linie poate conține mai mult decît o instrucțiune BASIC, dar fiecare instrucțiune trebuie separată de precedentă prin < :>.

Numărul maxim de caractere introduse într-o linie este 72.

(CR) reprezintă apăsarea tastei Carriage Return.

3.3.3. Etichete

În modul indirect, fiecare linie de program începe cu o etichetă. Ele indică ordinea în care liniile sînt memorate și sînt folosite ca referințe pentru salturi sau în editarea programului. Etichetele trebuie să fie cuprinse în gama 0 la 32767.

3.3.4. Setul de caractere

Interpretorul recunoaște :

- caractere alfabetice ;
- caractere numerice ;
- caractere speciale.

3.3.5. Caractere de control

CTRL/S — întrerupe afișarea la consolă (11H).

CTRL/Q — reia afișarea la consolă (13H).

CTRL/H — back-space, șterge ultimul caracter (08H) introdus.

(DEL) — delete sau rubout, șterge linia în curs de introducere (7FH).

3.3.6. Constante

Interpretorul recunoaște constante numerice, care pot fi zecimale sau hexazecimale.

- Constante zecimale

Sînt numere întregi în intervalul -32768,32767.

- Constante hexazecimale

Sînt numere hexazecimale cuprinse în intervalul 0000H, FFFFH, introduse prin intermediul funcției HEX.

- Constante logice

Valoarea fals este echivalentă cu numărul 0(0000H), iar valoarea adevărat este echivalentă cu numărul -1(FFFFH).

3.3.7. Variabile

TINY BASIC recunoaște ca nume de variabile simple caracterele alfabetice A ÷ Z.

Se acceptă o singură matrice, unidimensională, cu numele <A> urmat de un indice, sub forma : <A> (<indice>)

<indice> este o expresie aritmetică oarecare, cu valoare întreagă. Valoarea minimă a indicelui este 1, iar valoarea maximă depinde de spațiul de memorie disponibil în momentul apelării variabilei.

3.3.8. Expresii și operatori

O expresie poate fi o constantă numerică, o variabilă, sau poate conține constante, varia-

bile și operatori pentru producerea unei singure valori. Intern, valoarea unei expresii se codifică în reprezentarea complement față de 2, pe doi octeți.

Operatorii execută operații matematice și logice asupra valorilor.

Operatorii furnizați se pot clasifica în :

- aritmetici,
- relaționali,
- logici,
- funcționali.

Operatori aritmetici

Operatorii aritmetici, în ordinea precedenței execuției, sînt :

Operator Operație Exemplu

— minus unar $-X$

*, / înmulțire, împărțire $X*Y$
 X/Y

+, - adunare, scădere $X+Y$
 $X-Y$

Operatori relaționali

Sînt utilizați pentru compararea a două valori. Rezultatul unei comparații este una din valorile :

„fals” (codificat prin 0),

„adevărat” (codificat prin 1).

Aceste rezultate pot fi folosite pentru decizii de continuare a programului în cadrul instrucțiunii IF.

Operator	Relație testată	Expresie
=	egalitate	$X=Y$
<>	inegalitate	$X<>Y$
>	mai mare ca	$X>Y$
>=	mai mare sau egal	$X>=Y$

Observații

— semnul = este folosit și ca operator de atribuire,

— operatorii aritmetici au prioritate față de operatorii relaționali :

$$A + B > C * D,$$

este echivalent cu :

$$(A + B) > (C * D),$$

— spre deosebire de alte variante de BASIC, pentru a economisi spațiu de memorie nu s-au implementat și operatorii <, <=. Aceștia pot fi înlocuiți prin >, respectiv >=, dacă se inversează ordinea termenilor comparației, de exemplu : în loc de $A < B$, se va utiliza $B > A$.

Operatori logici

Operatorii logici sînt utilizați la testări de condiții, în manipulări de biți sau în operații booleene.

În cadrul unei expresii, operatorii logici sînt executați după operatorii aritmetici și rela-

ționali. Rezultatul operațiilor logice este descris mai jos :

AND

X	Y	X AND Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

OR

X	Y	X OR Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Operatorii logici conectează două expresii relaționale, pentru a genera o valoare „fals” sau „adevărat” utilizabilă într-o decizie în cadrul programului.

Operatorii logici consideră operanzii ca valori pe 16 biți.

Operațiile descrise se efectuează bit cu bit, adică fiecare bit al rezultatului este determinat de biții corespondenți ai celor doi operanzi.

Operatorul AND se poate folosi la mascări de biți, de exemplu pentru a determina valoarea unui bit de stare într-o operație de intrare/ieșire.

Operatorul OR se poate utiliza la setarea biților unui port sau, în general, pentru a crea o anumită configurație binară.

Observație

Nu este implementat operatorul NOT, care realizează negarea logică :

NOT

X	NOT X
0	1
1	0

Acest operator poate fi simulat ținînd seama de faptul că operațiile aritmetice se efectuează în reprezentarea complement față de 2 :

$$\text{NOT } X = -(X + 1).$$

Operatori funcționali

O funcție este utilizată într-o expresie pentru a apela o operație predeterminată. TINY BASIC conține astfel de funcții predefinite, numite funcții intrinseci.

Într-o expresie, ordinea de execuție a operatorilor este :

- operatori funcționali,
- operatori aritmetici,
- operatori relaționali,
- operatori logici.

3.3.9. Editarea programelor

— În cadrul introducerii unei linii, ultimul caracter introdus poate fi șters cu tasta BS (Back Space, cod ASCII 07H).

— Pentru ștergerea liniei în curs de introducere se folosește tasta DEL (DELETE sau RUBOUT, cod ASCII 7FH).

— Pentru a corecta o linie de program introdusă în memorie, se retipărește linia în varianta dorită. Interpretorul va face automat înlocuirea liniei vechi cu cea nouă.

— Pentru ștergerea unei linii din memorie se introduce numărul liniei urmat de apăsarea tastei CR (Carriage Return, cod ASCII 0DH).

— Se poate șterge tot programul din memorie cu comanda NEW.

3.3.10. Mesaje de eroare

Mesajele de eroare utilizate sînt :

What ?

în cazul unei erori de sintaxă ;

How ?

pentru o depășire aritmetică, sau pentru un salt la o etichetă inexistentă.

Sorry

în cazul depășirii zonei de memorie RAM prin introducerea unui program prea lung sau prin dimensiunea matricei A.

În modul indirect, la generarea mesajelor de eroare „What?” și „How?”, se afișează la consolă linia cronată, cu indicarea zonei eronate prin inserarea caracterului ?, ceea ce facilitează depanarea programelor.

3.5.11. Comenzi, instrucțiuni și funcții

Se va da în cele ce urmează o scurtă descriere a limbajului, folosind regulile :

1. Elementele scrise cu majusculă se introduc după cum se arată.

2. Elementele scrise cu litere mici, incluse în paranteze unghiulare (<>), trebuie furnizate de utilizator.

3. Elementele cuprinse în paranteze pătrate ([]) sînt optionale.

4. Toate caracterele, cu excepția parantezelor unghiulare și a celor pătrate, trebuie introduse după cum se indică.

5. Elementele urmate de (...) pot fi repetate de un număr oarecare de ori, pînă la umplerea liniei sursă.

Descrierea de mai jos nu este o descriere formală, ci informală, avînd rolul de a da o imagine a posibilităților sistemului.

Comenzi

NEW

LIST [<etichetă>] [+<număr linii>]

RUN [<etichetă>]

EXIT

Instrucțiuni

FOR <variabilă> = <valoare inițială> **TO** <valoare finală> [**STEP** <pas>]

NEXT <variabilă>

GOSUB <etichetă>

RETURN

GOTO <etichetă>

IF <expresie> <instrucțiune>

INPUT <listă de intrare>

PRINT [<listă de ieșire>]

STOP SPC

OUTCHR <expresie>

OUT <adresa port>, <valoare>

POKE <adresa memorie>, <valoare>

WPOKE <adresa memorie>, <valoare>

BYTE <expresie>

WORD <expresie>

<variabilă> = <expresie>

Funcții

HEX (<număr hexa>)

INCHR

IN (<adresă port>)

PEEK (<adresă de memorie>)

WPEEK (<adresă de memorie>)

Comenzi

NEW

Format : NEW

Scop : ștergerea programului curent din memorie și inițializări.

NEW se folosește în modul direct pentru a șterge memoria înaintea introducerii unui nou program. După executarea comenzii se intră în modul direct.

LIST

Format : LIST [<etichetă>] [+<număr linii>].

Scop : listarea completă sau parțială a programului curent.

Listarea se face la consolă.

Dacă se omite <etichetă>, listarea începe cu prima linie sursă, altfel listarea începe cu eticheta specificată. Se poate alege listarea unui anumit număr de linii prin <număr linii>.

După execuția comenzii se intră în modul direct.

RUN

Format : RUN [<etichetă>].

Scop : execuția programului curent.

Dacă se specifică <etichetă>, rularea începe cu acea linie, altfel rularea începe cu prima linie sursă. Astfel se pot rula diferite porțiuni de program. După execuția comenzii se intră în modul direct.

EXIT

Format : EXIT

Scop : transferul controlului la programul Monitor.

Programul existent în memorie și datele aferente se păstrează. După execuția comenzii se intră în modul direct.

FOR ... NEXT

Format : FOR <variabilă> = <valoare inițială> TO <valoare finală> [STEP <pas>]

•
•
•

NEXT <variabilă>.

Scop : permite repetarea instrucțiunilor dintr-o buclă de un număr de ori.

GOSUB ... RETURN

Format : GOSUB etichetă

•
•
•

RETURN

Scop : saltul și revenirea dintr-o subrutină, în care <etichetă> indică prima linie a subrutinei.

GOTO

Format : GOTO <etichetă>.

Scop : saltul necondiționat la linia sursă identificată prin <etichetă>.

IF ...

Format : IF <expresie> <instrucțiune>.

Scop : luarea unei decizii în ceea ce privește cursul programului, bazat pe rezultatul unei expresii.

Dacă rezultatul expresiei este diferit de 0, se execută <instrucțiune>, altfel se trece la instrucțiunea următoare.

INPUT

Format : INPUT <listă de intrare>.

Scop : permite introducerea de valori de la consolă în timpul execuției programului.

Ca valoare pentru o variabilă se poate introduce orice expresie acceptabilă. Înaintea introducerii variabilei se poate alege tipărirea unui șir care să specifice conținutul variabilei.

De exemplu :

INPUT „ADRESA” A

va tipări la consolă :

ADRESA :

și va aștepta introducerea unei expresii, a cărei valoare se va atribui variabilei A.

PRINT

Format : PRINT [<listă de ieșire>].

Scop : tipărirea la consolă a valorilor unor expresii, eventual cu intercalare de șiruri alfanumerice.

Dacă se folosește numai PRINT, se tipărește o linie vidă.

STOP

Format : STOP.

Scop : terminarea execuției programului și trecerea în modul direct. La întâlnirea instruc-

țiunii STOP în desfășurarea programului, se tipărește „*” și conținutul liniei în care s-a oprit programul.

OUTCHR

Format : OUTCHR <expresie>.

Scop : tipărirea la consolă a caracterului reprezentat de valoarea <expresiei>.

POKE

Format : POKE <adresă memorie>, <valoare>.

Scop : înscriserea în memorie la adresa <adresă memorie> a valorii octetului reprezentat de expresia <valoare>.

<adresă memorie> și <valoare> sînt expresii.

WPOKE

Format : WPOKE <adresă memorie>, <valoare>.

Scop : înscriserea în memorie, la adresa <adresă memorie>, a valorii pe doi octeți reprezentată de expresia <valoare>. Înscriserea se face în ordinea (LSByte, MSByte).

<adresă memorie> și <valoare> sînt expresii.

OUT

Format : OUT <adresă port>, <valoare>.

Scop : înscriserea într-un port de ieșire, de adresa <adresă port> a valorii octetului reprezentat de expresia <valoare>.

<adresă port> și <valoare> sînt expresii.

BYTE

Format : BYTE <expresie>.

Scop : scrierea la consolă a valorii <expresiei> sub forma a două caractere hexa.

WORD

Format : WORD (<expresie>).

Scop : scrierea la consolă a valorii <expresiei> sub forma a patru caractere hexa.

Atribuire

Format : <variabilă> = <expresie>.

Scop : se atribuie <variabilei> din membrul stîng valoarea <expresiei>.

Funcții**HEX**

Format HEX (<număr hexa>).

Scop : valoarea funcției este reprezentată de conversia în binar pe patru octeți a <numărului hexa>.

Din șirul care reprezintă <număr hexa> se rețin ultimele patru cifre.

INCHR

Format : INCHR.

Scop : valoarea funcţiei este reprezentată de caracterul introdus prin apăsarea unei taste la consolă.

Funcţia nu are argument.

IN

Format : IN (<adresă port>).

Scop : valoarea funcţiei este reprezentată de octetul citit de pe portul de intrare de adresă <adresa port>.

<adresa port> este o expresie.

PEEK

Format : PEEK (<adresă memorie>).

Scop : valoarea funcţiei este reprezentată de octetul citit de la adresa de memorie <adresă memorie>.

WPEEK

Format : WPEEK (<adresă memorie>).

Scop : valoarea funcţiei este reprezentată de cei doi octeţi aflaţi la adresele de memorie <adresă de memorie> şi <adresă memorie> +1. Citirea valorilor se face în ordinea (LS Byte, MS Byte).

<adresă memorie> este o expresie.

4. Exemple de programe

În cele ce urmează numerele hexa vor fi notate cu sufixul *H*, iar numerele binare cu sufixul *B*.

4.1. Verificarea funcţionării porturilor de intrări şi ieşiri numerice

Un test des utilizat constă în buclarea intrărilor şi ieşirilor, adică se cuplează prin exterior biţii corespondenţi ai unui port de intrare cu cei ai unui port de ieşire.

Se generează diferite combinaţii de biţi, care se înscriu în portul de ieşire şi se citeşte apoi pe portul de intrare. În caz de neegalitate se semnalează eroare.

Considerăm că portul de ieşire de adresă 02H de pe un modul *P* se cuplează cu portul de intrare de adresă 03H de pe un modul *P*.

```
10 FOR A=0 TO HEX(FF),
20 OUT HEX(02), A : B=IN(HEX(03)),
30 IF A<>B GOTO 40 : NEXT A : STOP
40 BYTE(A) : SPC BYTE (B) : PRINT :
NEXT A.
```

Linia 10 generează succesiv toate combinaţiile pe 8 biţi de la 0 la 255.

În linia 20 se înscrie valoarea curentă *A* în portul de ieşire, şi se citeşte în *B* valoarea portului de intrare. Cele două valori se compară

în linia 30. Dacă sînt egale se continuă ciclul, la a cărui terminare se va ieşi prin STOP.

Linia 40 tratează cazul în care cele două valori sînt diferite. Se afişează valoarea înscrisă şi valoarea citită sub forma a cîte două cifre hexa, separate printr-un spaţiu. Rolul instrucţiunii SPC este de a scrie un spaţiu (ASCII 20H), iar PRINT generează (CR), (LF).

Se prezintă varianta programului de mai sus pentru modulele de intrări numerice şi ieşiri numerice, care la ECAROM 880 utilizează schema „memory-map”.

Se presupune : adresa portului de ieşire 8001H,
adresa portului de intrare 8004H.

Liniile 10, 30 şi 40 se menţin, în timp ce linia 20 devine :

```
20 POKE HEX(800), A : A=PEEK(HEX(800H)).
```

Se observă înlocuirea instrucţiunilor IN, OUT, cu PEEK şi POKE.

4.2. Verificarea canalelor unui modul convertor numeric analogic

Modulul EC 880-CNA lucrează pe 12 biţi şi conţine 8 canale, numerotate 0 ÷ 7. Înainte de a înscrie o valoare pentru un canal, trebuie înscris în registrul de adresare de pe modul numărul canalului. Toate înscrisurile de valori se vor referi la acest canal, pînă la o nouă schimbare din registrul de adresare.

Se consideră asigurarea de adrese :
registrul de adresare : 8006 H,
registriul de date : 8004 H, 8005 H.
Se foloseşte adresarea „memory — map”.

Înscrisura datelor se face în ordinea (LS BYTE, MS BYTE), iar declanşarea conversiei se face la înscrisura octetului MS BYTE.

```
10 INPUT „CANALUL” C, „PASUL” P,
20 POKE HEX(8006), C,
30 FOR A=0 TO HEX(OFFF) STEP P :
WPOKE HEX(8004), A : NEXT A,
40 FOR A=HEX(OFFF) TO 0 STEP -P :
WPOKE HEX(8004), A : NEXT A,
50 GOTO 30.
```

Linia 10 permite introducerea de la consolă a numărului canalului (0 ÷ 7) în *C* şi a valorii pasului în *P*.

Linia 20 realizează selectarea canalului.

Liniile 30 şi 40 reprezintă două cicluri, unul crescător şi unul descrescător, pentru valorile care se înscriu pe canale.

Linia 50 încheie bucla.

Folosind un osciloscop sau un instrument de măsură conectat la canalul de ieşire, se poate urmări oscilaţia tensiunii de ieşire între valorile minimă şi maximă, sub forma unor rampe. Viteza de variaţie poate fi reglată prin valoarea parametrului *P*.

4.3. Testarea unei zone de memorie RAM

Se testează o zonă de memorie RAM ale cărei limite se stabilesc de la consolă. Testul constă în înscrierea și citirea unei configurații de biți, de exemplu valorile AAH (=10101010 B), sau 55H (=01010101 B).

```
10 INPUT „ADR. INCEPUT” I, „ADR.
SFIRSIT” S, „VALOARE” V,
20 FOR A = I TO S,
30 POKE A, V : C=PEEK(A),
40 IF C <> V GOTO 50 : NEXT A : STOP,
50 WORD(A) : SPC : BYTE(V) : OUTCHR
(HEX(20)) : BYTE(C) : PRINT,
60 NEXT A.
```

În linia 10 se așteaptă introducerea de la consolă a adresei de început a zonei de memorie în I și a adresei de sfârșit în S. Este comodă utilizarea funcției HEX în introducerea valorilor.

Linia 20 este începutul unui ciclu care parcurge toate celulele de memorie din zonă.

Esența testului constă în linia 30, în care se face înscrierea valorii alese în celula de memorie curentă, urmată de citirea celulei de memorie în C. Linia 40 verifică dacă înscrierea s-a făcut corect, și în caz afirmativ, continuă textul.

Linia 50, în care se ajunge în caz de inegalitate între valoarea înscrisă și cea citită, tipărește adresa la care s-a produs eroarea, sub forma a patru cifre hexa, urmată de valoarea înscrisă V, sub forma a două cifre hexa, și de valoarea citită C sub forma a două cifre hexa. Separarea cu blankuri se face prin SPC, iar PRINT generează (CR) (LF).

În liniile 50 și 70 instrucțiunea NEXT A realizează închiderea ciclurilor în cele două cazuri.

4.4. Testarea transmisiei caracterelor pe o linie serială asincronă

Se consideră că se lucrează cu un modul EC 880-US, pe care există 4 circuite USART 8251. Se folosesc canalele 0 și 3.

Canal, emisie 0 Canal recepție 3
Adresa portdate : 20H 26H
Adresa portcomenzi/stări : 21H 27H
Adresa portstare recepție : 28H
Adresa portstare emisie : 2AH
Pentru verificarea terminării emisie se va testa starea pinului TxRDY0, care se poate citi pe portul 2AH în bitul 0, iar pentru recepție se va testa starea pinului RxRDY3, care se poate citi pe portul 28H în bitul 3.

```
10 OUT HEX(21), HEX(7E) : OUT HEX
(27), HEX(7E),
20 OUT HEX(21), HEX(37) : OUT HEX(27),
HEX(37),
30 FOR A=0 TO HEX(FF),
40 IF(IN(HEX(2A)) AND HEX(01))=0
GOTO 40 : OUT HEX(20), A,
50 IF(IN(HEX(28)) AND HEX(08))=0 GO
TO 50 : B=IN(HEX(26)),
```

```
60 IF A>B GOTO 70 : NEXT A : STOP,
70 BYTE(A) : SPC (HEX(20)) : BYTE (B) :
NEXTA.
```

În linia 10 se face programarea circuitelor 8251, cu instrucțiunea de mod :

- 1 bit de stop,
- paritate pară,
- 8 biți de date,
- viteză $\times 16$.

În linia 20 se face programarea circuitelor 8251 cu instrucțiunea de comandă.

Linia 30 începe un ciclu care va parcurge succesiv toate valorile de la 0 la 255, deci toate combinațiile posibile pe 8 biți.

În linia 40 se face așteptarea terminării emisie caracterului precedent, prin testarea bitului $T \times RDY3$.

Dacă emisia precedentă s-a terminat ($T \times RDY3=1$), se emite caracterul curent.

Linia 50 așteaptă recepția unui caracter, prin testarea bitului $R \times RDY0$. Dacă caracterul a fost recepționat ($R \times RDY=1$), el se citește în B.

Linia 60 compară caracterul emis cu cel recepționat.

Linia 70 tipărește cele două caractere în caz de neegalitate.

4.5. Testarea modului convertor analog numeric

Se folosesc un modul convertor EC 880-CAN și un modul multiplexor EC 880-MX, și se testează canalul 0.

```
10 WPOKE HEX(8100), 0
20 POKE HEX(8103), HEX(04) : POKE
HEX(8102), HEX(00)
30 IF(PEEK(HEX(8103)) AND HEX(01))=
=0 GOTO 30
40 WPOKE HEX(8100), WPEEK(HEX
(8100))
50 POKE HEX(8103), 0
60 POKE HEX(8102), 0
70 IF(PEEK(HEX(8103)) AND HEX(01))=
=0 GOTO 70
80 WORD WPEEK(8100) : PRINT : GOTO
60
```

Linia 10 anulează valoarea din registrul de offset, pentru pregătirea determinării offset-ului real.

Linia 20 declanșează conversia de autozero. Se observă că în acest caz nu se poate utiliza instrucțiunea WPOKE, căci pe modul ordinea de declanșare a conversiei este (MS Byte, LS Byte). În linia 30 se așteaptă terminarea conversiei, prin testarea bitului EOC (End of Conversion). În linia 40 se citește offset-ul real, și se depune în registrul de offset.

Linia 50 determină că în continuare să nu se mai adreseze releul de autozero.

Ciclul de conversie constă din liniile 60, 70 și 80.

Linia 60 declanșează conversia, iar linia 70 testează sfârșitul conversiei. Datele convertite

sînt afișate sub forma a 4 cifre hexa în linia 80, în care se tipărește (CR)(LF) și se continuă ciclul.

4.6. Testarea înscrierii datelor într-un port de ieșire

Dacă se dispune de un simulator conectat la un port de ieșire de pe o placă EC 880-EN, se poate vizualiza starea ieșirilor, a căror valoare se poate stabili în mod direct de la consolă.

Dacă portul de ieșire are adresa 8012H, se poate ieșire o valoare, de exemplu 55H, prin :

POKE HEX(8012), HEX(55).

4.7. Testarea înscrierii datelor într-un registru hardware

Pentru testarea unui circuit 8212 folosit ca registru de ieșire de 8 biți, se poate folosi generarea ciclică a tuturor combinațiilor între 0 și 255. Ieșirile registrului simulează un numărator modulo 256. Verificarea corectitudinii înscrierii se face vizualizînd ieșirile registrului cu un osciloscop. Se obțin trenuri de impulsuri ale căror frecvențe diferă prin factorul 2.

Se presupune că adresa registrului este 0004H, iar adresarea se face cu instrucțiunea OUT.

```
10 FOR A=0 TO 255 : OUT HEX(0004), A : NEXT A : GOTO 10
```

Un alt test frecvent utilizat constă în înscierea succesivă în registrul de ieșire a unei combinații de biți și a valorii complementate.

Un program care realizează testarea înscrierii într-un registru, cu stabilire a adresei registrului și a valorii de înscris de la consolă, este :

```
10 INPUT „ADRESA”A, „VALOARE”V,
20 POKE A, V : V=-(V+1) : GOTO 20.
```

După introducerea de la consolă a adresei în A și a valorii în V, se execută ciclul din linia 20.

Instrucțiunea $V=-(V+1)$ realizează operația de negare logică.

Înscierea corectă a datelor se verifică cu osciloscopul.

4.8. Programarea unui circuit 8253

Se consideră programarea unui circuit 8253 de pe o placă EC 880-IP, în vederea utilizării numărătorului 0 din chip ca ceas de tip real. În vederea obținerii unei frecvențe de 20 Hz, se alege frecvența de 38 400 Hz disponibilă pe modul, pe care o introducem pe pinul CLK 0. Pentru a obține pe ieșirea OUT 0 a chip-ului frecvența de 20 Hz, se va diviza frecvența de intrare cu :

$$38400/20=1920=0780H.$$

Programul este :

```
10 OUT HEX(13), HEX(34),
20 OUT HEX(10), HEX(80),
30 OUT HEX(10), HEX(07).
```

Linia 10 conține programarea numărătorului 0 în modul 2.

Liniiile 20 și 30 înscriu valoarea cu care se va face divizarea (0780 H), în ordinea LS Byte, urmat de MS Byte.

5. Domenii de utilizare a interpretorului

TINY BASIC se adresează unei game largi de utilizatori, putînd fi folosit în :

- testarea modulelor și echipamentelor în uzina producătoare ;
- puneri în funcțiune la beneficiari ;
- activitatea de service pentru echipamente ;
- activități de școlarizare ;
- verificarea funcționării instalațiilor de automatizare ;
- testarea rapidă a unor algoritmi, care eventual vor fi apoi rescriși în alt limbaj ;
- familiarizarea cu programarea și funcționarea unor circuite LSI ;
- programarea unor standuri de test.

6. Concluzii

Articolul și-a propus să arate posibilitățile de lucru pe care le oferă utilizatorilor de sisteme cu microprocesor dotarea cu un interpretor pentru limbajul BASIC.

Ușurința programării, modul de lucru interactiv și accesul la structura hardware a mașinii conferă în multe cazuri interpretorului TINY BASIC reale avantaje în comparație cu limbajul de asamblare.

Cei care lucrează în domeniul testării sau punerii în funcțiune de module și echipamente, ca și cei care vin în contact cu un sistem utilizînd microprocesoare, obțin prin folosirea interpretorului un instrument simplu, flexibil și puternic.

Necesarul de memorie redus îl recomandă și ca program ce poate fi inclus într-un echipament cu o destinație oarecare, urmînd ca interpretorul să fie folosit pentru testări ori de cîte ori apare un defect. Implementat în prezent pe microcalculatoarele de proces ECAROM 880 și ECAROM 881, TINY BASIC poate fi transferat imediat pe microcalculatoarele ECAROM 800, M18, M118 și, în general, pe orice sistem bazat pe microprocesorul 8080 și dispunînd de o interfață serială.

Bibliografie

- [1] Wrege, P. E., Hosted Software for Microcomputers. In : Computer Design, vol 21, nr. 1, jan 1982, p. 175—179.
- [2] Camp, R. C., Corder M. R., Machine Programming Language Combines High Level Economy with Assembly Language Versatility. In : Computer Design, vol. 19, nr. 11, nov 1980, p. 207—209.
- [3] Peterson, S. Friendly Software for Test and Measurement. In : Computer Design, vol. 21, nr. 10, oct 1982, p. 103—114.
- [4] Hamilton, G. A. Testing Micro Boards. In : Systems International, sept 1978, p. 37—38.

- [5] *Hamilton, G. A.* Testing L.S.I. Boards Can be Easy. In: Systems International, dec 1978, p. 20—21.
- [6] *Ryan, F., Sperry, A. B.*, The Desktop Computer Emerges as a Powerful engineering tool. In: Electronic Design, vol. 27, nr. 14, july 1979, p. 62—67.
- [7] *Bonzon, M., Tireford, H.* Basic-M and EXOR set boost Microcomputer Programming. In: Electronic Design, vol. 28, nr. 15, july 1980, p. 145—150.
- [8] * * * Software Becomes of Age. In: Electronics, vol. 49, nr. 8, apr. 1976, p. 104—108.
- [9] *Rolander, T.*, How Much Software for Microcomputer Control, In: Control Engineering, vol. 25, nr. 1, jan 1979, p. 54—56.
- [10] * * * — Component Data Catalog, Intel Corporation, 1981.
- [11] * * * — 8080 Assembly Language Programming Manual, Intel Corporation.
- [12] * * * — Basic pentru calculatorul SPECTRUM ZX, Firma Sinclair.
- [13] * * * — Basic pentru calculatorul TEKTRONIX 4051, Firma Tektronix.
- [14] * * * — Basic-80 Reference Manual, Microsoft Corporation.
- [15] * * * — Prospect calculator Macsym, Firma Analog Devices.

CZ 621.392 : 621.395.6

TESTARE AUTOMATĂ
RECEPTOR-TRANSMIȚĂTOR DE LINIE
CONFIGURAȚII DE MĂSURĂ

Tester programabil pentru caracterizarea receptoarelor și transmițătoarelor de linie, comandat cu microprocesorul M 6 800—ETAS 12

OVIDIU POPESCU, VIOREL POPESCU, VIORICA POPESCU, OCTAVIAN BĂDOIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Problema caracterizării automate a circuitelor integrate atît în faza de plachetă, cît și în cea finală este de majoră importanță pentru orice producător, mai ales în condițiile unui nivel ridicat al producției și ale unui număr ridicat de parametri. Receptoarele și transmițătoarele de linie sînt cel mai bun exemplu de circuite integrate la care numărul parametrilor controlați este foarte mare. Nivelele tensiunilor de intrare și ieșire, curenții de intrare și ieșire, histerezisurile caracteristicilor de transfer, curenții absorbiți din surse, precum și faptul că sînt mai multe piese într-o capsulă (în general 4 componente independente), reprezintă aproximativ 70—90 de măsurători pentru un exemplar, ceea ce justifică pe deplin preocupările pentru realizarea unui echipament automat dedicat sortării acestei familii de dispozitive.

Foarte mare importanță pentru fabricație are cunoașterea valorilor exacte ale parametrilor electrici ai dispozitivelor, precum și gradul lor de împrăștiere. Aceasta oferă posibilitatea de a se putea acționa asupra proceselor tehnologice în vederea creșterii randamentelor de fabricație.

Pornind de la aceste considerente metoda de măsură aleasă în proiectarea testerului ce face obiectul lucrării de față este evaluarea exactă a parametrului în punctul de funcționare dat de catalog.

Cuplarea cu un microprocesor permite efectuarea unor analize statistice asupra lotului

supus testării. În plus, este prevăzută și posibilitatea efectuării manuale a testării test cu test, prin programarea de pe panou a condițiilor fiecărui test, cu afișarea digitală a valorii măsurate.

1. Descrierea echipamentului — structură și funcționare

În figura 1 este prezentată schema-bloc generală a sistemului. În principiu, sistemul este format din patru părți :

- unitatea de comandă și memorare realizată cu microprocesorul M 6 800 (A);
- blocul de temporizare, conversie digitală și afișare (B);

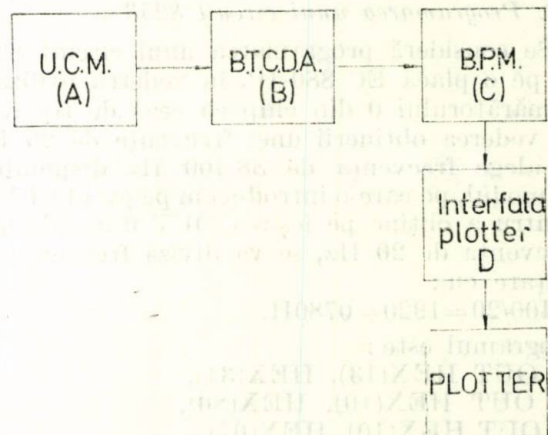


Fig. 1

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

— blocul de polarizare și măsură (*C*);
 — interfața pentru plotter (pentru ridicarea curbei variației statistice a valorilor parametrilor pe lot) (*D*).

Unitatea centrală de comandă și memorare are ca parte componentă principală un microprocesor Motorola M 6800 cu o capacitate de memorie RAM de 5 kocteți și ROM de 2 kocteți. Cuplarea microprocesorului cu restul echipamentului se realizează prin intermediul unei interfețe, iar programele de testare sînt stocate pe o memorie externă de tip bandă magnetică. La primirea impulsului de START (de la mecanica de testare cu operator) microprocesorul își derulează programul încărcînd registrele interfeței cu o informație (sub forma unor grupuri de 12 biți), ce reprezintă condițiile de măsură pentru testul respectiv. Pe baza acestei informații blocul de temporizare, conversie digitală și afișare stabilește durata testului și afișează pe panoul frontal condițiile de măsură specifice fiecărei configurații, valoarea surselor de polarizare și, în final valoarea parametrului. Schema-bloc a acestuia prezentată în figura 2, pune în evidență următoarele părți componente:

— un comutator electronic (*CE*) care permite stabilirea condițiilor de măsură de către unitatea de comandă și memorare sau de către operator de pe panou;

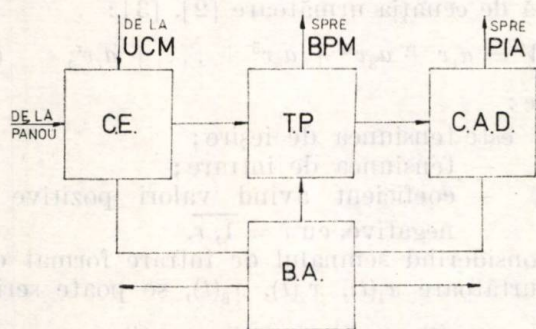


Fig. 2

— un timer programabil (*TP*), care comandă atât lungimea testului în curs, cât și durata de blocare a surselor de polarizare a dispozitivului testat. În același timp el controlează trecerea datelor ce reprezintă rezultatul măsurătorii din blocul de temporizare, conversie digitală și afișare spre unitatea de comandă și memorare spre a fi interpretate;

— un convertor *A/D* de 12 biți (*CAD*) cu aproximații succesive care convertește răspunsul analogic dat de circuitul de măsură în răspuns digital pentru unitatea de comandă și memorare. În momentul terminării conversiei microprocesorul i se solicită o întrerupere în urma căreia el comandă validarea datelor din bufferele cu trei stări ale *CAD*.

Intrarea datelor în microprocesor se face prin intermediul aceleiași interfețe:

— blocul de alimentare (*BA*) care asigură tensiunile de alimentare necesare funcționării întregului sistem.

Blocul de polarizare și măsură (fig. 3) asigură conectarea dispozitivului în configurația dorită,

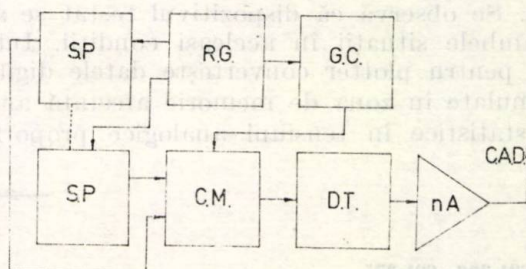


Fig. 3

polarizarea acestuia și măsurarea parametrului. El este compus, în principiu, din:

— o referință generală (*RG*) realizată cu o diodă Zener stabilizată cu temperatura; ea asigură referințele necesare pentru toate sursele programabile din sistem;

— patru surse programabile de tensiune pe 8 biți cu dublă polaritate protejate la supra-curent, pasul de programare fiind variabil cuprins între 0,1 V și 1 V; valorile maxime de tensiune și curent sînt: 40 V/100 mA (*SP₁ ... SP₄*);

— un generator de curent programabil, dublă polaritate, tot pe 8 biți, valorile maxime de ieșire fiind: 40 mA/5 V (*GC*);

— un nanoampermetru (*nA*) care primește la intrare o tensiune sau un curent pe care le convertește la ieșire într-o tensiune proporțională cu valoarea parametrului măsurat în gama ± 5 V. De menționat că acest circuit măsoară tensiuni și curenți numai față de masă.

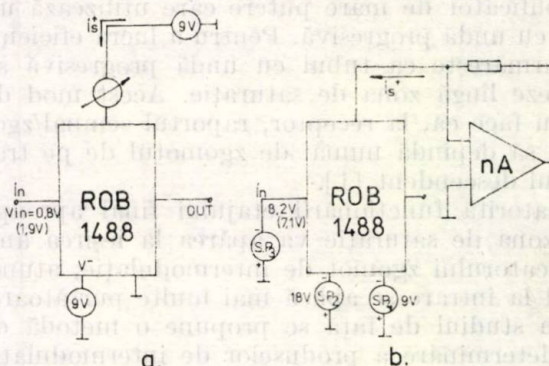


Fig. 4

Gamele de măsură ale nanoampermetrului sînt programate prin program:

— configurațiile de măsură (*CM*) foarte flexibile, permit realizarea schemelor electrice de

măsură specifice celor maxim 75 de teste efectuate pentru receptoarele și transmițătoarele de linie.

În figura 4 este prezentat modul în care se face măsurarea curentului absorbit din sursa V^+ .

Figura 4 a prezintă schema de măsură dată de catalog, iar figura 4 b, modul în care este realizată practic de blocul de polarizare și măsură. Se observă că dispozitivul testat se află în ambele situații în aceleași condiții. Interfața pentru plotter convertește datele digitale acumulate în zona de memorie afectată analizei statistice în tensiuni analogice proporțio-

nale și comandă un plotter $X - Y$ pentru ridicarea automată a curbelor statistice.

Programele existente permit achiziționarea simultană a datelor statistice pentru 8 parametri distincți. Același program trasează și scalează axele de coordonate. Alegerea factorului de scală se face automat prin program pentru încadrarea optimă a curbelor în formatul impus.

Bibliografie

- [1] Barna A., Porat D. I., Integrated circuits in digital electronics — John Wiley & Sons, New York.
[2] * * * — M 6800 Application manual — Motorola Inc.

CZ 621.396 : 621.375

SISTEME DE COMUNICAȚII
AMPLIFICATOR DE PUTERE
TUB CU UNDĂ PROGRESIVĂ

O metodă de determinare a produselor de intermodulație la un amplificator cu tub cu undă progresivă

DAN TĂLVĂC* — BUCUREȘTI

În sistemele de comunicații prin satelit, în partea de transmisie, în special în amplificatorul de mare putere, o problemă importantă este aceea a reducerii produselor de intermodulație. Pentru cazul funcționării cu mai multe purtătoare, se impune o determinare a acestor produse, pentru ca, eventual, dacă rezultatele nu se încadrează în normele impuse, să se facă o compensare a lor.

Introducere

În sistemul de sateliți INTELSAT, în cadrul accesului multiplu cu purtătoare FDM-FM, un număr de purtătoare sînt amplificate într-un amplificator de mare putere care utilizează un tub cu undă progresivă. Pentru a lucra eficient, se urmărește ca tubul cu undă progresivă să lucreze lîngă zona de saturație. Acest mod de lucru face ca, la receptor, raportul semnal/zgomot să depindă numai de zgomotul de pe traiectul descendent [1].

Datorită funcționării etajului final aproape de zona de saturație va apărea la ieșirea amplificatorului zgomot de intermodulație, atunci cînd la intrare se aplică mai multe purtătoare.

În studiul de față se propune o metodă de determinare a produselor de intermodulație la amplificatorul de mare putere, cu tub cu undă progresivă pentru trei purtătoare, pe baza unor măsurători în cazul funcționării cu două purtătoare.

* Direcția de radio și televiziune București, Stația de radiocomunicații prin sateliți Cheia.

1. Considerații teoretice

Caracteristica intrare-ieșire a unui amplificator cu tub cu undă progresivă poate fi exprimată de ecuația următoare [2], [3]:

$$V = a_1 v + a_3 v^3 + a_5 v^5 + \dots + a_r v^r, \quad (1)$$

unde:

V — tensiunea de ieșire;

v — tensiunea de intrare;

a_i — coeficient avînd valori pozitive și negative, cu $i = \overline{1, r}$.

Considerînd semnalul de intrare format din 3 purtătoare $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, se poate scrie:

$$v(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) \quad (2)$$

și, înlocuind (2) în (1), se obține:

$$V = a_1(x_1 + x_2 + x_3) + a_3(x_1 + x_2 + x_3)^3 + \dots + a_r(x_1 + x_2 + x_3)^r. \quad (3)$$

Amplificarea comună generează distorsiuni de ordin 3, datorită amplificării nelineare:

$$a_3(x_1 + x_2 + x_3)^3. \quad (4)$$

Făcîndu-se calculul se obțin componente de tipul $3a_3 x_i^2 x_j$ ($i, j = 1, 2, 3$ și $i \neq j$) și $6a_3 x_1 x_2 x_3$. Acestea conduc la apariția unor produse de intermodulație de ordinul 2 avînd frecvențele ($mf_i \pm nf_j$) sau de ordinul 3, avînd frecvențele ($\pm pf_1 \pm qf_2 \pm kf_3$), unde m, n, p, q și k sînt numere naturale. Deoarece amplificatorul de putere are o bandă de trecere finită, produsele

de intermodulație ce trebuie să fie luate în considerație sînt cele a căror frecvență este mai apropiată de a purtătoarelor f_1 , f_2 și f_3 . Acestea sînt produsele de intermodulație care au frecvențele: $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$, $(-f_1 + f_2 + f_3)$, $f_1 - f_2 + f_3$ și $f_1 + f_2 - f_3$ (ultimele trei sînt de același tip, deci se va studia un singur produs). Produsele de intermodulație de ordinul 3 sînt mai mari cu 6 dB decît cele de ordinul 2, datorită unui factor de multiplicare dublu ce apare la combinația de 3 purtătoare ($6a_3$ față de $3a_3$) și deci, ele sînt cele mai nedorite.

Densitatea lor spectrală de putere se determină astfel [4]:

Notînd:

$$S_{III}(t) = 6a_3x_1x_2x_3, \quad (5)$$

funcția de autocorelație a lui $S_{III}(t)$ e dată de:

$$\begin{aligned} \Phi_{III}(\tau) &= \overline{S_{III}(t) S_{III}(t + \tau)} = \\ &= 36a_3^2 \overline{x_1(t)x_1(t + \tau)x_2(t)x_2(t + \tau)x_3(t)x_3(t + \tau)}. \end{aligned} \quad (6)$$

Cum cele trei purtătoare sînt independente între ele, se poate scrie:

$$\begin{aligned} \Phi_{III}(\tau) &= 36a_3^2 \overline{x_1(t)x_1(t + \tau)} \cdot \overline{x_2(t)x_2(t + \tau)} \cdot \\ &\cdot \overline{x_3(t)x_3(t + \tau)}. \end{aligned} \quad (7)$$

Fiecare medie din relația de mai sus reprezintă funcția de autocorelație a fiecărei purtătoare. De aceea, $\Phi_{III}(\tau)$ poate fi determinat. Din $\Phi_{III}(\tau)$ se poate extrage funcția de autocorelație a produsului de intermodulație de tipul $f_1 + f_2 - f_3$ notat $\varphi_{III}(\tau)$, cu ajutorul căreia, prin teorema Wiener-Hincin, se obține densitatea spectrală de putere $G_{III}(f)$ care e gaussiană:

$$G_{III}(f) = 9a_3^2 \frac{P_1 P_2 P_3}{\sqrt{2\pi}\sigma_{III}} \cdot \exp \left\{ -\frac{(f - f_{III})^2}{2\sigma_{III}^2} \right\}, \quad (8)$$

unde:

P_1, P_2, P_3 sînt puterile corespunzătoare celor 3 purtătoare;

$$f_{III} = f_1 + f_2 - f_3;$$

$$\sigma_{III} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2};$$

$\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ — deviațiile de frecvență multi-canal corespunzătoare celor trei purtătoare.

Se observă, din relația (8), că densitatea de putere a produsului de intermodulație e maximă la centrul de frecvență. De aceea, puterea maximă a produsului de intermodulație, în banda de 4 kHz, se exprimă astfel:

$$IM_{III}/4 \text{ kHz} = 10 \log 9a_3^2 P_1 P_2 P_3 + As_{III}, \quad (9)$$

unde:

$$As_{III} = 10 \log \frac{4000 \text{ Hz}}{\sqrt{2\pi(\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2)}}, \quad (10)$$

e factorul de împrăștiere a produsului de intermodulație.

Nivelul produselor de intermodulație este proporțional cu $2\alpha_3 abc$,

unde:

α_3 — coeficient de nelinearitate a caracteristicii de transfer;

2 — factor de multiplicare ce apare la combinația de 3 purtătoare;

a, b, c , — nivelurile purtătoarelor la ieșirea din amplificator.

Considerînd că α_3 este constant în tot domeniul de lucru al porțiunii neliniare, valoarea sa poate fi calculată folosind rezultatele unei măsurători a produselor de intermodulație pentru două purtătoare egale ca nivel. În cazul acesta, la ieșirea din amplificator, se obțin produse de intermodulație de tipul $2f_1 - f_2$ și $2f_2 - f_1$, ale căror niveluri sînt proporționale cu $\alpha_3 a^2 b$, respectiv $\alpha_3 a b^2$ („a” și „b” — nivelurile purtătoarelor).

Notînd nivelul de saturație din zona neliniară a caracteristicii de transfer cu S , raportul dintre nivelul purtătoarei la ieșire și puterea de saturație cu K , denumit și coeficient de utilizare în putere (în literatura de specialitate de limbă engleză back-off), raportul dintre fiecare purtătoare și produsul de intermodulație cu R și cu IM_{II} nivelul produsului de intermodulație se poate scrie:

$$IM_{II} = \alpha_3 a^2 b, \quad (11)$$

$$R = \frac{a}{IM_{II}} = \frac{b}{IM_{II}}, \quad (12)$$

$$K = \frac{S}{a} = \frac{S}{b}. \quad (13)$$

(vezi și fig. 1)

Din relațiile (12) și (13) se obține:

$$IM_{II} = \frac{a}{R} = \frac{1}{R} \cdot \frac{S}{K}. \quad (14)$$

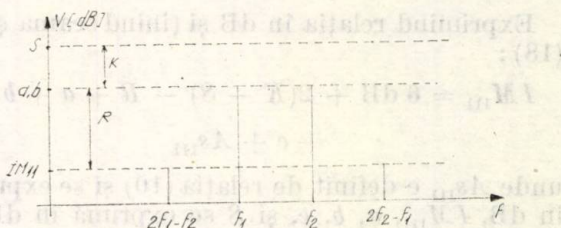


Fig. 1. Graficul comparativ al nivelurilor purtătoarelor f_1 și f_2 cu nivelurile produselor de intermodulație ($2f_1 - f_2$) și ($2f_2 - f_1$), raportate la nivelul de saturație S (toate nivelurile sînt date în dB).

Pe de altă parte :

$$a = b = \frac{S}{K}. \quad (15)$$

Înlocuind relațiile (14) și (15) în (11) se obține :

$$\frac{S}{KR} = \alpha_3 \left(\frac{S}{K} \right)^3, \quad (16)$$

adică :

$$\alpha_3 = \frac{1}{R} \left(\frac{K}{S} \right)^2. \quad (17)$$

Relația (17) e importantă întrucît, cunoscînd cei trei parametri R , K și S , se poate determina

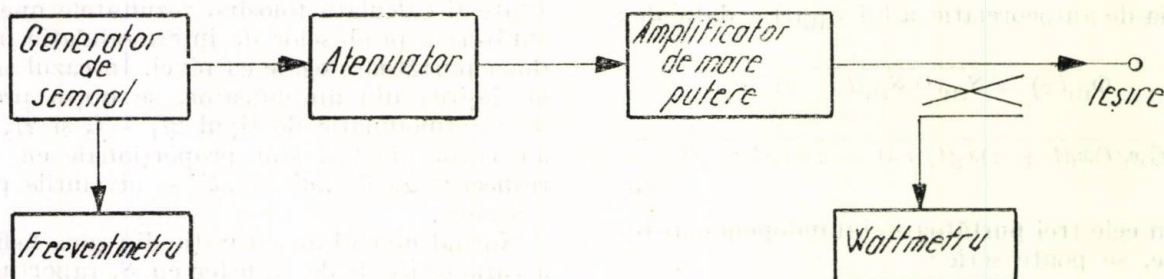


Fig. 2. Schema-bloc de măsură a puterii de saturație a amplificatorului de mare putere cu tub cu undă progresivă.

coeficientul de nelinearitate α_3 și, implicit, produsele de intermodulație.

Logaritmind în relația (17), se obține :

$$10 \log \alpha_3 = -10 \log R + 20 (\log K - \log S). \quad (18)$$

Ținînd seama și de factorul de împrăștiere As'_{111} (produsul de intermodulație e modulat de combinația de frecvență $f_1 + f_2 - f_3$) se poate scrie :

$$IM_{111} = 2\alpha_3 abc As'_{111}, \quad (19)$$

(obs. : $As_{111} = 10 \log As'_{111}$).

Logaritmind relația (19) se obține :

$$10 \log IM_{11} = 10 \log 2 + 10 \log \alpha_3 + 10 (\log a + \log b + \log c) + 10 \log As'_{111}. \quad (20)$$

Exprimînd relația în dB și ținînd seama și de (18) :

$$IM_{111} = 6 \text{ dB} + 2(K - S) - R + a + b + c + As_{111} \quad (21)$$

unde As_{111} e definit de relația (10) și se exprimă în dB, IM_{111} , a , b , c , și S se exprimă în dBW, iar K și R se exprimă în dB.

Relația (21) e importantă pentru că ne dă o valoare aproximativă a produselor de intermodulație de ordinul trei, datorate neliniarității

caracteristicii de transfer a tubului, pentru trei purtătoare.

Pentru reducerea lui IM_{111} se observă din (21) că se poate crește S și R și micșora K (valorile a , b , c și As_{111} sînt impuse). Valoarea lui K nu poate fi mai mică de -6 dB întrucît punctul de funcționare va fi în zona de saturație. Valorile S și R depind de construcția tubului. Se pot astfel utiliza tuburi de puteri mai mari, dar la un trafic redus nu sînt economice. De cele mai multe ori se face un compromis, eventualele reduceri ale produselor de intermodulație făcîndu-se prin metode de compensare.

2. Rezultate și măsurători experimentale

Pentru determinarea puterii de saturație se realizează schema de măsură din figura 2.

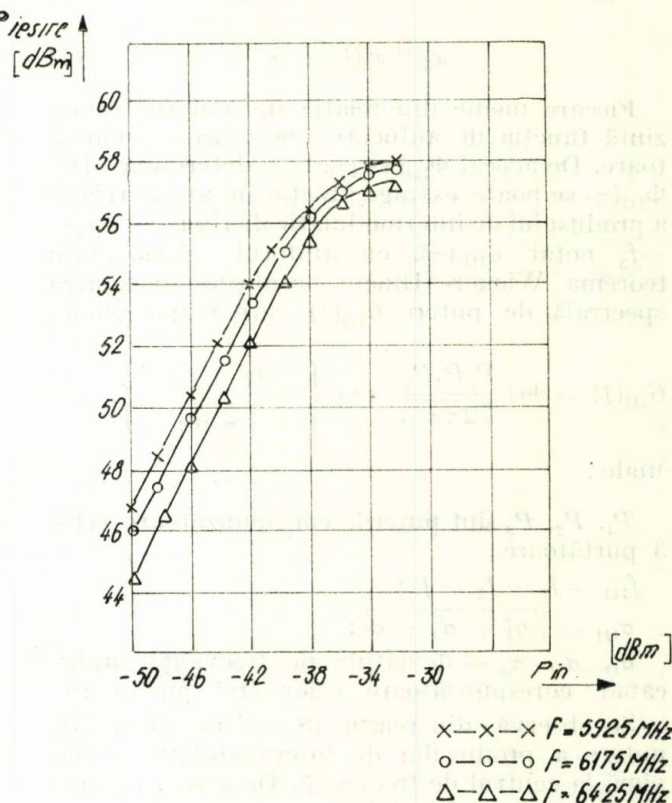


Fig. 3. Caracteristica de transfer a amplificatorului de mare putere cu tub cu undă progresivă, trasată pentru trei frecvențe diferite.

Se trasează caracteristica de transfer și din grafic (figura 3) se determină puterea de saturație. Pentru tubul măsurat rezultă $S = 58 \text{ dBm} = 28 \text{ dBW}$. Din grafic se observă că, odată cu creșterea frecvenței, caracteristica de transfer cade aproximativ cu 1–2 dB.

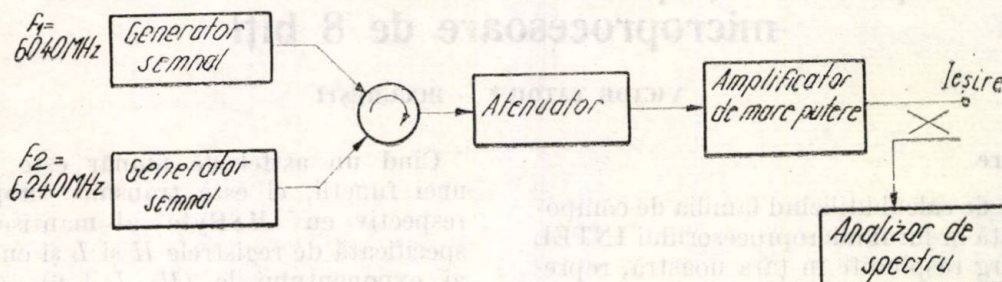


Fig. 4. Schema-bloc de măsură a raportului de intermodulație în cazul aplicării a două purtătoare la intrarea amplificatorului cu tub de undă progresivă.

Pentru determinarea raportului de intermodulație R , se realizează schema de măsură din figura 4, cele 2 purtătoare având nivel egal și un coeficient de utilizare în putere $K = 6 \text{ dB}$. Cu ajutorul analizorului de spectru se constată că raportul de intermodulație este în jur de 20 dB (la alte tuburi chiar mai bun).

Având parametrii R , K și S determinați experimental se poate face un calcul pentru predeterminarea produselor de intermodulație la amplificatorul de mare putere, pentru 3 purtătoare-telefonice cu următoarele caracteristici (INTELSAT V);

Banda	Capacitatea	E.i.r.p.
TP_1 1,25 MHz	12 căi	73,8 dBW
TP_2 2,5 MHz	24 căi	76,1 dBW
TP_3 2,5 MHz	24 căi	76,1 dBW

Ținând seama de câștigul antenei (aproximativ 65 dB), de pierderile pe ghid și în combinatorul de raport variabil (aproximativ 3,2 dB), pentru e.i.r.p.-urile cerute de norme, va trebui ca la ieșirea din amplificator, nivelul purtătoarelor să fie:

$$a = 76,1 \text{ dBW} - 65 \text{ dB} + 3,2 \text{ dB} = 14,3 \text{ dBW}.$$

Pentru purtătoarele de mai sus, deviațiile de frecvență multicanal corespunzătoare sînt:

$$\sigma_1 = 159 \text{ kHz}, \sigma_2 = \sigma_3 = 275 \text{ kHz}$$

și se obține pentru factorul de împrăștiere valoarea:

$$As_{III} = -24,2 \text{ dB}.$$

Introducînd în relația (21) valorile calculate și măsurate se obține:

$$IM_{III} = 12 \text{ dBW} + 28,6 \text{ dBW} - 44 \text{ dBW} - 20 \text{ dB} + 6 \text{ dB} - 24,2 \text{ dB},$$

$$IM_{III} = -41,6 \text{ dBW}.$$

La ieșirea din antenă produsul de intermodulație de ordinul 3, va fi:

$$IM'_{III} = -41,6 \text{ dBW} - 3,2 \text{ dB} + 65 \text{ dB} = 20,2 \text{ dBW},$$

valoare ce se înscrie în norme (normele prevăd ca valoare maximă admisibilă 23 dBW în banda de 4 kHz).

3. Concluzii

1. Amplitudinea produselor de intermodulație de ordinul 3 de tipul $f_1 + f_2 - f_3$ este cu 6 dB mai mare decît cea a tipului $2f_1 - f_2$ (de ordinul 2).

2. Determinarea experimentală a coeficientului de nelinearitate α_3 face posibilă predeterminarea produselor de intermodulație de ordinul 3.

3. Produsele de intermodulație sînt mai mici în măsura în care se utilizează un tub cu undă progresivă cu o putere de saturație mai mare și cu un raport de intermodulație cît mai bun.

Bibliografie

- [1] Săvescu, M., Inițiere în radiocomunicații prin satelit. Ed. tehnică, București, 1976.
- [2] Kurokawa, T., Matsuzaki, O., Doi, M. Intermodulation Interference Compensation. NEC Research & Development No. 57/1980.
- [3] Miya, Satellite Communications Engineering. Tokyo.
- [4] Spătaru, A. Teoria transmisiei informației. București, Ed. Tehnică, 1965, p. 158–161; 173–174.

CZ 621.377.6 : 512

ALGORITMI FUNCȚII ALGEBRICE
DUBLĂ PRECIZIE VIRGULĂ MOBILĂ
MICROPROCESOARE DE 8 BIȚI

Algoritmi de calcul în dublă precizie ai funcțiilor algebrice implementați pe sisteme de calcul utilizând microprocesoare de 8 biți

VICTOR TATOIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Sistemele de calcul utilizând familia de componente grupată în jurul microprocesorului INTEL 8080 sînt larg răspîndite în țara noastră, reprezentative fiind microcalculatoarele Felix M18 și M118. În cadrul soft-ware-ului de bază livrat odată cu sistemul se află și o bibliotecă aritmetică și de funcții în simplă precizie (7 cifre zecimale) ce poate prelucra numere avînd exponentul în gama ± 18 .

În cadrul Institutului de tehnică de calcul — București a fost creată o nouă bibliotecă aritmetică, avînd subprograme de calcul pentru 20 funcții și care lucrează în dublă precizie (14 cifre zecimale) cu numere avînd exponentul în gama ± 99 [7]. Biblioteca a fost implementată pe un calculator electronic programabil de birou și ulterior adaptată condițiilor de lucru ca bibliotecă dublă precizie pentru sistemele Felix M18 și M118. Algoritmii de calcul ai funcțiilor algebrice și modul specific de transpunere a lor pe aceste sisteme fac obiectul acestui articol, urmînd ca funcțiile trigonometrice și hiperbolice să fie prezentate ulterior, în alt număr al revistei.

1. Considerații privind reprezentarea internă a numerelor și operațiilor aritmetice de bază

Pentru a reprezenta în binar virgulă mobilă numere cu semn avînd mantisa de 14 cifre și ca exponent puteri ale lui 10 în gama ± 99 [7] s-a ales forma:

$$N = sM \cdot 2^E,$$

unde M este mantisa în cod direct reprezentată pe 48 biți, normalizată la stînga, cu semnul memorat separat, iar E exponentul cu semn, în complement față de 2.

$$0,5 \leq M \leq 1 - 2^{-48} \text{ și } -327 \leq E \leq 332.$$

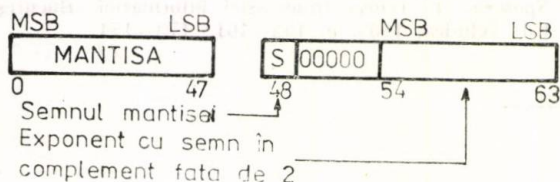


Fig. 1

* Institutul de tehnică de calcul — București.

Cînd un astfel de număr este argumentul unei funcții, el este transmis subprogramului respectiv cu $MSByte$ al mantisei la adresa specificată de registrele H și L și cu cei 2 octeți ai exponentului la $(H, L + 6)$, $(H, L + 7)$. Cu ajutorul registrului C se definește începutul zonei de lucru RAM a subprogramului, care este de 64 octeți, valoarea registrului L fiind cu 8 mai mare decît aceea a registrului C , respectiv $L = C + 8$. Această relație între L și C este dată de necesitățile operațiilor aritmetice care au nevoie de un octet de lucru la adresa (H, C) .

În cadrul subprogramelor de calcul ale funcțiilor, operațiile aritmetice se execută în virgulă mobilă prin chemarea subprogramelor de calcul aritmetic, transferul și aranjarea operandilor și adresarea lor fiind dictate de logica execuției subprogramului aflat în lucru.

2. Extragerea rădăcinii pătrate

Algoritmul folosește 4 iterații de tip Newton-Raphson, pornind cu o aproximație $y_0 \cong \sqrt{x}$ foarte precisă. Argumentul x , sosit inițial la adresa $(H, L = C + 8)$, este inversat dacă $x < 1$ urmînd ca rezultatul $y = 1/\sqrt{x}$, apoi este salvat și notînd:

$$x = M \cdot 2^E, \text{ unde } 0,5 \leq M < 1,$$

se descompune exponentul sub forma:

$$E = 4q - k, \quad k = 0, 1, 2, 3.$$

Acest lucru se realizează prin rotirea cu 2 biți la dreapta ai octeților $L + 6$, $L + 7$ ai exponentului E în registrele interne și memorarea depășirii k' la $L + 6$, $L + 7$, ceea ce echivalează cu $E/4 + k'$, urmată de rotirea lui $E/4$ cu 2 biți la stînga și introducerea a 2 zerouri la dreapta, ceea ce corespunde descompunerii $E = 4q' + k'$. Dacă depășirea $k' \neq 0$ se adaugă 4 la cei 2 octeți ai exponentului, realizînd $4q = 4(q' + 1)$ și se scade 4 din depășire obținîndu-se $-k = k' - 4$ la $L + 6$, $L + 7$.

Valoarea y_0 a primei aproximații:

$$y_0 = 2^{2q+2} \cdot 0,2202(M \cdot 2^{-k} + 0,2587),$$

se calculează ușor, avînd în vedere că, $M \cdot 2^{-k}$ se află în $L \div L + 7$ și ultima operație constă în majorarea exponentului cu $2q + 2$.

Folosind argumentul x salvat, primele 2 iterații sînt de forma :

$$y_k = 0,5 \left(y_{k-1} + \frac{x}{y_{k-1}} \right), \quad k = 1, 2,$$

iar ultimele 2, de forma :

$$y_k = y_{k-1} + 0,5 \left(\frac{x}{y_{k-1}} - y_{k-1} \right), \quad k = 3, 4,$$

pentru a compensa astfel erorile de trunchiere ale LSBi.

cu ajutorul polinomului :

$$(\log_2 M + 0,5) = y \sum_{i=1}^7 a_i z^{7-i},$$

unde coeficienții sînt calculați pe baza polinomului de aproximare în sens Cebishev al seriei de calcul a logaritmului.

Pe baza logaritmului în bază 2 se află :

$$\ln x = \ln 2 \cdot \log_2 x,$$

$$\log x = \log_2 \cdot \log_2 x.$$

Valorile constantelor sînt :

a_1	=	2.42926	37442	63312	$E-1$	=	F8	C1	B1	05	FC	DE	03	FE
a_2	=	2.61443	33879	73866	$E-1$	=	85	DB	E6	BB	C8	9D	03	FF
a_3	=	3.20616	41827	33935	$E-1$	=	A4	27	D5	CE	16	FA	03	FF
a_4	=	4.12198	40158	81835	$E-1$	=	D3	OB	AB	3C	91	C7	03	FF
a_5	=	5.77078	01724	95017	$E-1$	=	93	BB	62	8B	53	BF	00	00
a_6	=	9.61796	69392	43266	$E-1$	=	F6	38	4E	E1	CE	4F	00	00
a_7	=	2.88539	00817	77927		=	B8	AA	3B	29	5C	17	00	02
$1/\sqrt{2}$	=	7.07106	78118	65475	$E-1$	=	B5	04	F3	33	F9	DE	00	00
$\ln 2$	=	6.93147	18055	99453	$E-1$	=	B1	72	17	F7	D1	CF	00	00
$\lg 2$	=	3.01029	99566	39812	$E-1$	=	9A	20	9A	84	FB	CF	03	FF

Valorile constantelor sînt :

$$2,587 \quad E-1 = 84 \quad 74 \quad 53 \quad 8E \quad F3 \quad 4D \quad 03 \quad FF,$$

$$2,202 \quad E-1 = E1 \quad 7C \quad 1B \quad DA \quad 51 \quad 19 \quad 03 \quad FE.$$

3. Calculul logaritmilor natural și zecimal

Ambii logaritmi se calculează pe baza logaritmului în bază 2 al argumentului. În vederea acestui lucru, exponentul E se convertește în real virgulă mobilă, E_R . Dacă $E < 0$, în registrele interne se scade 1 din E , se completează bit cu bit și se pune 1 în bitul 48 al E_R . Cei 2 octeți ai lui E se pun pe biții 32÷47 ai lui E_R și se normalizează mantisa astfel creată, exponentul fiind egal cu diferența dintre 48 și numărul de deplasări la stînga ale mantisei.

Se folosește :

$$\log_2 x = (E_R - 0,5) + (\log_2 M + 0,5)$$

și se calculează $(\log_2 M + 0,5)$ cu ajutorul substituțiilor :

$$y = \frac{M - 1/\sqrt{2}}{M + 1/\sqrt{2}} \text{ și } z = y^2,$$

4. Calculul exponențialei

Valoarea maximă a argumentului este $x < 256 \ln 2$, altfel se consideră eroare. Valoarea minimă a argumentului pentru care se consideră $e^x \neq 0$ este $x \geq -260 \ln 2$, iar pentru $x < -256 \ln 2$, $e^x = 2^{-8} \cdot e^{(x+8 \ln 2)}$. Dacă argumentul este negativ se consideră $e^x = 1/e^{-x}$ și pentru a memora poziția argumentului pe intervale se utilizează un octet de flaguri.

Primul pas al algoritmului constă în descompunerea : $x/\ln 2 = I + u$, unde I este întreg pozitiv și $-0,5 \leq u \leq 0,5$. Pentru aceasta se calculează I prin conversia din real în întreg a lui $x/\ln 2$ prin 48- E deplasări ale mantisei la dreapta și $u = x/\ln 2 - I$, iar dacă $u > 0,5$, $I = I + 1$ și $u = u - 0,5$.

Atunci :

$$e^x = 2^I \cdot 2^u \text{ și } 2^u = \frac{f(u^2) + u}{f(u^2) - u},$$

unde :

$$f(u^2) = a_0 + u^2 \left(a_1 + \frac{a_2}{u^2 + a_3} + \frac{a_4}{u^2 + a_5} \right).$$

Valorile constantelor sînt :

a_0	=	2.88539	00817	77926	=	B8	AA	3B	29	5C	17	00	02
a_1	=	1.65035	04299	04631	$E-2$	=	87	32	5B	67	7B	48	03
a_2	=	1.77245	39073	77869	$E-1$	=	8D	CB	DB	24	54	6D	00
a_3	=	3.07848	99346	96666	$E-1$	=	99	EC	AB	D1	69	5E	00
a_4	=	-2.46981	53287	75685	$E-1$	=	C0	F4	4E	7B	BB	9D	80
a_5	=	1.91679	56197	16792	$E-1$	=	BF	AD	F7	C5	FB	F7	00
$256 \ln 2$	=	2.30124	86394	59021	$E-1$	=	E6	1F	F7	15	64	16	00
$-260 \ln 2$	=	-1.80218	26694	55858	$E-1$	=	84	37	E0	57	B1	16	80

- [1] *Chu, Yaohan*. Bazele proiectării calculatoarelor numerice București, Editura tehnică, 1968.
- [2] *Ralston, A.* A First Course in Numerical Analysis. New York, McGraw-Hill Book Co., 1965.
- [3] * * * Biblioteca aritmetică MC8/MC80 — Manual de utilizare.
- [4] * * * FTPLK.SOU — Sursa bibliotecii aritmetice MC8/MC80.
- [5] * * * IBM 370/30 Arithmetic Library. User's Manual.
- [6] * * * CII IRIS 50. Specification de réalisation de la bibliothèque scientifique et de la bibliothèque Fortran.
- [7] *Tatoiu, V.* Biblioteca aritmetică și de funcții în virgulă mobilă — dublă precizie pentru sisteme de calcul utilizând microprocesoare de 8 biți. In : E.E.A. — A.E. **27**; nr. 4 decembrie, 1983, p. 138.

CZ 621.39 : 621.377.6

REȚELE DE COMUNICAȚII
CALCULATOARE

Proiectarea rețelelor de comunicație pentru interconectarea calculatoarelor

EUGEN STĂICUȚ* — BUCUREȘTI

Introducere

Rețelele de calculatoare au cunoscut o dezvoltare deosebită în ultimii ani. Exemple reprezentative sînt: ARPA, TELENET în SUA, TRANSPAC în Franța, DATAPAC în Canada, PSS în Anglia etc., [1]. Pentru asigurarea unui suport pentru interconectarea sistemelor informatice la nivel macroeconomic în țara noastră s-a propus realizarea unei rețele de calculatoare RENAC, care cuprinde o rețea specializată de comutare de pachete RENOD [2].

În general, la proiectarea unei rețele de comutare de pachete trebuie avuți în vedere următorii parametri: localizarea geografică a nodurilor de comunicație, traficul de intrare în rețea, configurația topologică a rețelei, capacitatea de transmitere a liniilor de comunicație, algoritmul de dirijare a datelor, procedura pentru controlul traficului, tratarea prioritară a pachetelor de date etc. De asemenea, la proiectare trebuie ținut seama de următoarele restricții:

- timpul mediu de întârziere în transferul unui pachet de date prin rețea să nu depășească o anumită valoare maximă;
- traficul de pe o linie de comunicație să nu depășească capacitatea de transmitere a liniei;
- indicatorul de fiabilitate al rețelei să fie în anumite limite admise.

Proiectarea optimă a unei rețele de comutare de pachete considerînd toți parametrii de mai sus este foarte dificilă, din cauza interdependenței între fenomenele ce au loc în rețea. Din fericire, unii factori de mai sus sînt variabile de proiectare, fiind determinați din alte considerente și nu au ca scop optimizarea rețelei. De exemplu, localizarea geografică a nodurilor de comutare este uneori stabilită din considerente politice și sau economice. La fel configurația topologică a rețelei este uneori stabilită avînd în vedere posibilitățile rețelei de telecomunicații existente.

În cele ce urmează se prezintă o procedură de proiectare a unei rețele de comutare de pachete, cunoscînd localizarea geografică a nodurilor, configurația topologică a rețelei, traficul de intrare în rețea și matricea de rutare a pachetelor de date. Folosind un model cu șiruri de așteptare se deduc expresii matematice pentru

evaluarea indicatorilor de performanță ai rețelei, ca de exemplu: probabilitatea de blocare a unui nod, numărul mediu de mesaje într-un nod și timpul de întârziere în transferul unui pachet de date printr-un nod. Apoi, se prezintă o procedură pentru determinarea optimă a memoriei nodurilor de comutare și vitezelor de transmitere pe linie, impunînd o limită maximă a timpului mediu de întârziere în transferul unui pachet de date, atunci cînd rețeaua este încărcată la valori nominale.

În ce privește timpul de întârziere, în loc de a considera timpul total de întârziere în rețea, se consideră o restricție asupra timpului mediu de întârziere într-un nod. Avînd în vedere că s-a considerat un algoritm de dirijare fixă a pachetelor de date, se cunoaște numărul de noduri intermediare de-a lungul celei mai lungi rute în rețea și ca urmare restricția asupra timpului maxim de întârziere într-un nod devine implicit o restricție asupra timpului total de întârziere în rețea.

1. Model pentru analiza performanțelor unei rețele de comunicații

Obiectul analizei îl constituie rețeaua de nivel superior ce constă din noduri de comutare de pachete interconectate prin linii de transmisie de date la viteză mare. Rețeaua de nivel inferior formată din calculatoare de capacitate mare și terminale constituie sursa și destinația pachetelor de date transportate de rețeaua de comunicație.

Se fac următoarele ipoteze:

- 1 — pachetele sosesc în rețeaua de comunicație după o distribuție Poisson;
- 2 — lungimea pachetelor are distribuție exponențială și independentă de la nod la nod;
- 3 — se consideră doar mesaje formate dintr-un singur pachet și se neglijează mesajele multi-pachet;
- 4 — există o singură clasă de mesaje cu aceeași prioritate;
- 5 — memoria nodului de comutare este organizată pe buffere de lungimea maximă a unui pachet de date;
- 6 — un pachet de date este admis într-un nod de comutație dacă există cel puțin un bufer liber, în caz contrar, pachetul este refuzat;
- 7 — un pachet admis la un nod de comutare este stocat într-un buffer și pus într-un șir de

* Institutul central pentru conducere și informatică (ICI) — București.

așteptare pentru a fi prelucrat de procesorul nodului, care face calculul de eroare, analizează eticheta pachetului, găsește calea de dirijare a pachetului spre destinație și în final pune pachetul într-un șir de așteptare pentru transmisie pe linia de ieșire corespunzătoare;

8 — disciplina de prelucrare a pachetelor într-un nod de așteptare este „primul sosit-primul servit” (FCFS = first-come first-served);

9 — după transmiterea unui pachet, bufferul nu se eliberează ci o copie a pachetului este reținută în nodul transmițător pînă ce sosește un mesaj de confirmare pozitivă CONF de la nodul vecin; în cazul în care mesajul de confirmare pozitivă CONF nu sosește într-un anumit interval de timp (time-out), pachetul este retransmis; se face ipoteza că numărul de retransmiteri este infinit (această ipoteză se poate face numai în cazurile cînd probabilitatea că mesajul de confirmare pozitivă sosește în intervalul de time-out este mică);

10 — timpul necesar pentru prelucrarea unui pachet în nod este neglijabil în comparație cu timpul necesar pentru transmiterea sa, ca urmare se neglijează șirul de așteptare pentru prelucrarea pachetelor de procesor.

În ipotezele de mai sus, rețeaua de comunicație poate fi modelată ca o rețea de șiruri de așteptare constînd în interconectarea unor sisteme de așteptare ca cel din figura 1, unde este reprezentat modelul unui nod de comunicație j cu k linii de ieșire, λ_{jm} fiind rata medie de sosire a pachetelor la nodul j , care sînt apoi transmise la nodul m ($m = 1, k$). Una sau mai multe linii de ieșire este, pentru resursele de calcul din exterior, conectată la nodul j .

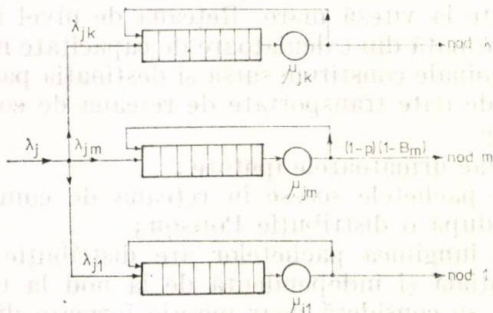


Fig. 1. Modelul nodului de comutație j .

λ_j reprezintă traficul total ce intră în nodul j :

$$\lambda_j = \sum_{m=1}^k \lambda_{jm}. \quad (1)$$

μ_{jm} reprezintă rata medie de servire pentru șirul de așteptare corespunzător liniei m :

$$\mu_{jm} = \frac{V_{jm}}{L}; \quad (2)$$

unde:

L este lungimea medie a pachetelor;

V_{jm} — viteza de transmisie pe linia dintre nodul j și m .

Modelul nodului de comunicație ține seama de probabilitatea de eroare pe liniile de comunicație p , considerată aceeași pentru toate liniile de comunicație.

2. Evaluarea performanțelor unei rețele de comunicații cu comutare de pachete

Rețelele de șiruri de așteptare sînt, în general, dificil de analizat din cauza interdependențelor ce apar ca urmare a evenimentelor de blocare cauzate de capacitatea finită a șirurilor de blocare [3].

Pentru a evita această dificultate se face ipoteza că blocarea afectează numai valorile medii nu și distribuția sosirii pachetelor. Probabilitatea de blocare B a unui nod j (toate bufferele sînt ocupate) este parametrul ce caracterizează interdependența între sistemele de așteptare din modelul rețelei.

Făcînd ipoteza de mai sus condițiile pentru teorema lui Jackson sînt îndeplinite și ca urmare fiecare nod poate fi analizat independent de celelalte ca un sistem de așteptare cu rata de intrare cu distribuție Poisson [4].

În cele ce urmează se consideră că evenimentele de blocare a unui nod și de apariție a erorilor pe linie sînt independente și ca urmare probabilitățile se pot înmulți.

Pachetele ce sosesc la nodul j cînd toate bufferele sînt ocupate sînt neglijate și retransmise de nodul vecin după un interval de time-out. Aceasta are ca efect mărirea ratei de sosire a pachetelor la nodul j cu factorul $1/(1 - B_j)$.

Presupunînd că timpul (time-out) este lung în comparație cu toți timpii de servire din nodul j , se consideră că sosirile la nodul j , ținînd seama și de retransmiteri, sînt cu distribuție Poisson. Avînd în vedere creșterea traficului datorită retransmiterii, cînd nodul j este blocat, rata efectivă de sosire de pachete la nodul care apoi vor fi transmise la nodul m este:

$$\lambda_{jm}^* = \frac{\lambda_{jm}}{1 - B_j}. \quad (3)$$

Luînd în considerație rata efectivă a sosirilor la nodul j pentru nodul m , factorul de utilizare a liniei între nodul j și m va fi:

$$\rho_{jm}^* = \frac{\lambda_{jm}^*}{\mu_{jm}} = \frac{\lambda_{jm}}{\mu_{jm} (1 - B_j)}. \quad (4)$$

Fie $n_1, n_2, \dots, n_k$ numărul de pachete din șirurile de așteptare ale liniilor de ieșire din nodul j . Probabilitatea de a avea $n_1, n_2, \dots, n_k$

mesaje în șirurile de așteptare din nodul j este un produs :

$$P_j(n_1, n_2, \dots, n_k) = P_j(0) \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}, \quad (5)$$

unde :

$$\rho_{jm}^{**} = \frac{\rho_{jm}^*}{(1-p)(1-Bm)}; \quad m = 1, 2, \dots, k. \quad (6)$$

Probabilitatea $P_j(n)$ că există n mesaje în nodul j este egală cu probabilitatea ca suma valabilelor independente $n_1, n_2, \dots, n_k$ este egală cu n .

$$P_j(n) = \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} P_j(0) \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}. \quad (7)$$

$$P_j(n) = P_j(0) \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}. \quad (8)$$

$P_j(0)$ se poate deduce din relația de conservare :

$$\sum_{n=0}^{N_j} P_j(n) = 1; \quad (9)$$

N_j fiind numărul de buffere din nodul j .

$$\sum_{n=0}^{N_j} P_j(0) \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m} = 1. \quad (10)$$

Rezultă :

$$P_j(0) = \left[\sum_{n=0}^{N_j} \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m} \right]^{-1}, \quad (11)$$

$$P_j(n) = \frac{\sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}}{\sum_{n=0}^{N_j} \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}}. \quad (12)$$

Probabilitatea de blocare a nodului j este probabilitatea că numărul total de pachete din șirurile de așteptare din nodul j este N_j .

$$B_j = P_j(N_j). \quad (13)$$

$$B_j = \frac{\sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = N_j}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}}{\sum_{n=0}^{N_j} \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}}. \quad (14)$$

Numărul mediu de pachete din nodul j este :

$$\bar{n}_j = \sum_{n=0}^{N_j} n P_j(n), \quad (15)$$

$$\bar{n}_j = P_j(0) \sum_{n=0}^{N_j} n \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}. \quad (16)$$

Timpul mediu de întârziere în nodul j este dat de relația :

$$T_j = \frac{\bar{n}_j}{\sum_{m=1}^k \lambda_{jm}}. \quad (17)$$

În cazul în care factorii de utilizare ai liniilor de ieșire din nodul j sînt egali, rezultă :

$$\rho_{j1}^{**} = \rho_{j2}^{**} = \dots = \rho_{jk}^{**} = \rho_j^{**}, \quad (18)$$

$$P_j(n) = P_j(0) \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} (\rho_j^{**})^{n_1 + n_2 + \dots + n_k}, \quad (19)$$

$$P_j(n) = P_j(0) \cdot (\rho_j^{**})^n \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} 1,$$

$$P_j(n) = P_j(0) \cdot \frac{(k+n-1)!}{n!(k-1)!}, \quad (20)$$

$$\bar{n}_j = P_j(0) \sum_{n=0}^{N_j} n \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} (\rho_j^{**})^{n_1 + n_2 + \dots + n_k}, \quad (21)$$

$$\bar{n}_j = P_j(0) \sum_{n=0}^{N_j} n \frac{(k+n-1)!}{n!(k-1)!} (\rho_j^{**})^n \quad (22)$$

$$P_j(0) = \left[\sum_{n=0}^{N_j} \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} (\rho_j^{**})^n \right]^{-1}, \quad (23)$$

$$P_j(0) = \left[\sum_{n=0}^{N_j} \frac{(k+n-1)!}{n!(k-1)!} (\rho_j^{**})^n \right]^{-1}, \quad (24)$$

$$B_j = \frac{\sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = N_j}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}}{\sum_{n=0}^{N_j} \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_k \\ n_1 + n_2 + \dots + n_k = n}} \prod_{m=1}^k (\rho_{jm}^{**})^{n_m}}, \quad (25)$$

$$B_j = \frac{\frac{(k+N_j-1)!}{N_j!(k-1)!} (\rho_j^{**})^{N_j}}{\sum_{n=0}^{N_j} \frac{(k+n-1)!}{n!(k-1)!} (\rho_j^{**})^n}. \quad (26)$$

3. Procedura de proiectare a rețelei

În cele ce urmează se prezintă o procedură de determinare a numărului de buffere din fiecare nod, a probabilității de blocare a nodurilor și a vitezelor de transmisie pe liniile de comunicație, pentru a satisface anumiți timpi de întârziere medii în fiecare nod de comunicație.

Fie :

- T_j — timpul mediu de întârziere în nodul j ;
 λ_j — rata medie de sosire a pachetelor la nodul j (indiferent de destinație).

$$\lambda_j = \sum_{m=1}^k \lambda_{jm}. \quad (27)$$

Numărul mediu de pachete din nodul j se deduce din formula lui Little [3] :

$$\bar{n}_j = T_j \lambda_j, \quad (28)$$

$\bar{n}_j$ trebuie să satisfacă relația (22) dedusă anterior, adică :

$$\bar{n}_j = \frac{\sum_{n=0}^{N_j} n \frac{(k+n-1)!}{n!(k-1)!} (\rho_j^{**})^n}{\sum_{n=0}^{N_j} \frac{(k+n-1)!}{n!(k-1)!} (\rho_j^{**})^n}. \quad (29)$$

Relația (29) reprezintă o ecuație cu necunoscuta factorul de utilizare ρ_j^{**} ; N_j și $\bar{n}_j$ fiind cunoscute.

Calculind factorul de utilizare ρ_j^{**} se poate determina probabilitatea de blocare B_j a nodului j folosind relația (26).

Se determină B_j pentru toate nodurile rețelei.

Cunoscând probabilitățile de blocare ale tuturor nodurilor și factorul de utilizare al liniilor, din relațiile (1) și (6) se deduce relația pentru calculul vitezelor de transmisie V_{jk} pentru toate liniile din rețea.

$$\begin{aligned} \rho_j^{**} &= \rho_{jk}^{**} = \frac{\rho_{jk}^*}{(1-p)(1-B_k)} = \\ &= \frac{\frac{\lambda_{jk}^*}{\mu_{jk}}}{(1-p)(1-B_k)} = \frac{\lambda_{jk} L}{(1-p)(1-B_j)(1-B_k) V_{jk}}, \end{aligned} \quad (30)$$

$$V_{jk} = \frac{\lambda_{jk} L}{(1-p)(1-B_j)(1-B_k) \rho_j^{**}}, \quad (31)$$

V_{jk} se deduce din relația (31).

În figura 2 se prezintă procedura de proiectare a rețelei de comunicație, operațiile efectuate în fiecare etapă fiind descrise mai jos.

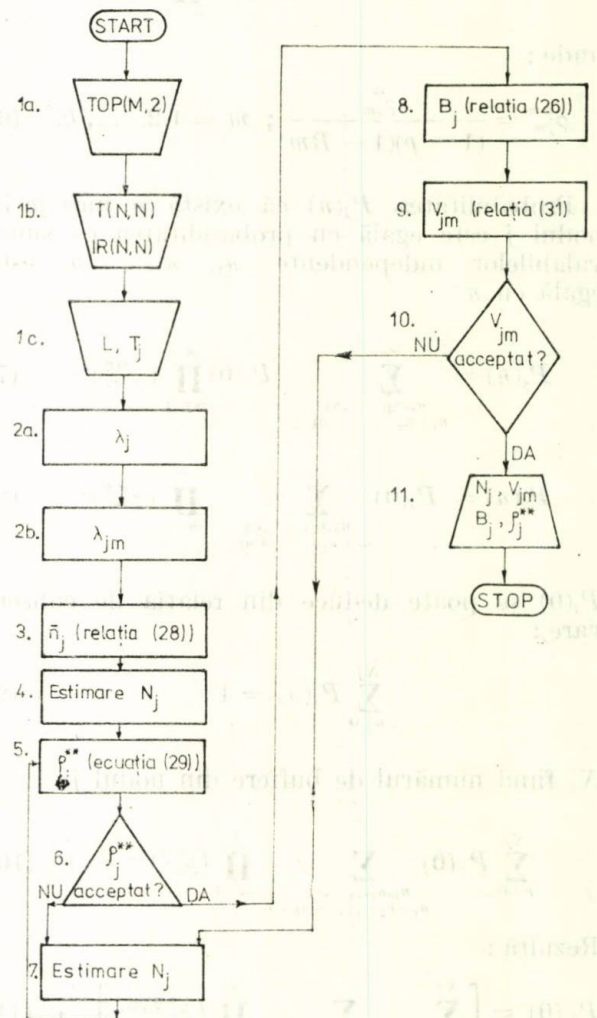


Fig. 2. Procedura de proiectare a rețelei.

1. La început (etapele 1a, 1b, 1c) se citesc datele de intrare. Fiecărui nod i se asociază o adresă numerică. Configurația topologică a rețelei este descrisă de o matrice $TOP(M, 2)$, M fiind numărul de linii în rețea. Fiecărei linii de comunicație din rețea îi corespunde o linie din matricea $TOP(M, 2)$ care conține în cele două coloane adresele numerice ale nodurilor de la capetele liniei respective. Un element T_{ij} al matricei trafic $T(N, N)$ (N fiind numărul total de noduri în rețea) indică traficul transferat de la nodul sursă i la nodul destinar j . De asemenea, un element IR_{ij} al matricei de rutare $IR(N, N)$ indică următorul nod la care este transmis un pachet de date cu destinația j , atunci când trece prin nodul i . Matricea trafic $T(N, N)$ este dată în figura 3, iar matricea de rutare $IR(N, N)$ în figura 4, pentru o rețea

ipotecică considerată în figura 6, a cărei ma-
trice TOP($M, 2$) este arătată în figura 5.

Se citesc de asemenea, ca date de intrare un-
gimea medie L a pachetelor de date și limita
maximă T_j a timpului mediu de întârziere
într-un nod.

0.00	0.50	6.00	3.00	5.00	2.50	3.00	1.50	2.00	1.00
0.50	0.00	3.50	3.00	4.00	1.00	6.00	1.00	1.50	1.00
6.00	3.50	0.00	5.00	2.50	1.00	3.50	0.50	1.00	0.50
3.00	3.00	5.00	0.00	2.00	6.50	4.50	3.00	3.50	1.50
5.00	4.00	2.50	2.00	0.00	1.00	1.00	2.50	3.00	1.50
2.50	1.00	1.50	6.50	2.00	0.00	2.00	1.50	2.00	1.00
3.00	6.00	3.50	4.50	1.00	4.00	0.00	3.50	2.50	3.50
1.50	1.00	0.50	3.00	2.50	1.50	3.50	0.00	3.00	1.50
2.00	1.50	1.00	3.50	3.00	2.00	2.00	3.00	0.00	1.50
1.00	1.00	0.50	1.50	1.50	1.00	3.50	1.50	1.50	0.00

Fig. 3. Matricea trafic $T(N, N)$.

0	2	3	3	3	2	2	2	2	2
1	0	1	1	6	6	6	6	6	6
1	1	0	4	4	4	4	4	4	4
3	3	3	0	5	5	5	5	5	5
4	4	4	4	0	7	7	7	7	7
2	2	2	7	7	0	7	8	7	8
6	6	5	5	5	6	0	9	9	9
6	6	7	7	7	6	7	0	10	10
7	7	7	7	7	7	7	10	0	10
8	8	9	9	9	8	9	8	9	0

Fig. 4. Matricea de rutare $IR(N, N)$.

2. Cunoscând configurația topologică, matri-
cea trafic și matricea de rutare, se poate calcula
ușor traficul de intrare λ_j în fiecare nod și
traficul λ_{jm} pe fiecare linie de ieșire din noduri
(blocurile 2a și 2b din figura 2).

3. Folosind relația (28) se calculează numărul
mediu de pachete $\bar{n}_j$ din toate nodurile de
comutare de pachete.

1	2
1	3
3	4
4	5
5	7
2	6
6	7
6	8
8	7
8	10
10	9
9	7

Fig. 5. Matricea TOP ($M, 2$).

4. Se estimează memoria N_j a nodurilor,
luând ca primă aproximare valoarea întreagă
imediat următoare a valorii $\bar{n}_j$.

5. Cunoscând N_j și $\bar{n}_j$, se rezolvă ecuația
(29) pentru a determina factorul de utilizare
 ρ_j^{**} al liniilor de comunicație.

6. Apoi, se verifică dacă valoarea factorului
de utilizare poate fi acceptată din punct de
vedere practic, adică linia de comunicație nu
poate fi supraîncărcată, pentru a permite și
mici variații temporare (fluctuații) ale trafi-
cului. În exemplul considerat s-a impus ca
factorul de utilizare să fie mai mic de 0,9.

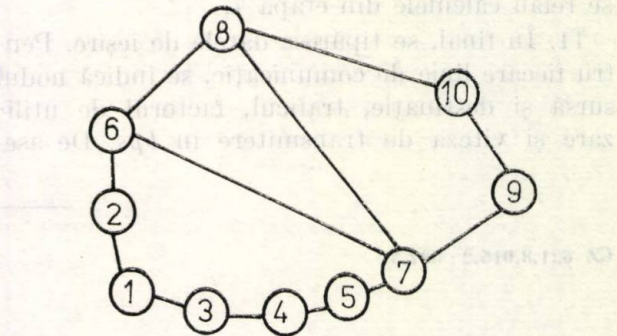


Fig. 6. Exemplu de rețea pentru ilustrarea procedurii de proiectare.

LINIA	SURSA	DEST.	TRAFIC	FACT.UTILIZARE	VITEZA (IBPS)
1	1	2	21.00	.81	25959
2	1	3	22.00	.83	26514
3	3	4	25.00	.85	29468
4	2	6	24.50	.81	30349
5	4	5	35.00	.87	40329
6	6	8	7.00	.71	9853
7	5	7	34.50	.84	41266
8	8	10	7.50	.65	11533
9	10	9	11.50	.77	15026
10	7	9	32.00	.81	39445
11	7	8	3.50	.72	4869
12	6	7	46.00	.75	57168
13	2	1	18.50	.82	22682
14	3	1	24.50	.82	29772
15	4	3	28.00	.86	32733
16	6	2	22.00	.79	27704
17	5	4	38.00	.87	43429
18	8	6	7.00	.69	10190
19	7	5	43.50	.84	52030
20	10	8	17.00	.68	25068
21	9	10	21.00	.76	27665
22	9	7	22.00	.80	27567
23	8	7	9.50	.68	13895
24	7	6	27.00	.80	33586

NODUL	TRAFIC (PAC/S)	NR. MEDIU DE MESAJE	PROBABILITATE DE BLOCARE	NR. BUFERE
1	67.50	10.12	.07	17
2	64.50	9.67	.08	16
3	73.50	11.02	.05	19
4	95.00	14.23	.04	25
5	101.00	15.15	.04	26
6	95.50	14.32	.08	21
7	143.50	21.52	.08	29
8	42.00	6.30	.18	9
9	63.00	9.45	.07	16
10	41.50	6.22	.13	10

Fig. 7. Exemplu de aplicare a procedurii de proiectare.

7. Dacă factorul de utilizare nu este acceptat din punct de vedere practic, se consideră o nouă estimare a memoriei nodurilor și calculele se reiau din etapa 5.

8. Se calculează probabilitățile de blocare B_j ale nodurilor cu relația (26).

9. Folosind relația (31), se calculează vitezele de transmisie pe liniile de comunicație.

10. Se verifică dacă vitezele obținute pot fi realizate practic, cu tehnologia de care se dispune. În exemplul considerat s-a impus că viteze mai mari de 64 000 bps nu pot fi acceptate. Dacă vitezele obținute nu sînt acceptate, se reiau calculele din etapa 7.

11. În final, se tipăresc datele de ieșire. Pentru fiecare linie de comunicație, se indică nodul sursă și destinație, traficul, factorul de utilizare și viteza de transmitere în bps. De ase-

menea, pentru fiecare nod se indică traficul, numărul mediu de mesaje, probabilitatea de blocare și numărul de buffere.

În figura 7 se arată datele de ieșire pentru rețeaua considerată în figura 6, matricea trafic și matricea de rutare fiind reprezentate în figura 3 și respectiv în figura 4.

Bibliografie

- [1] Kleinrock, L. A. Decade of network development. In: Journal of Telecommunication Networks, nr. 1, 1982, p. 1-11.
- [2] Guran M., Coman S., Papadopol V., Stăicuț E., Aspecte privind structura programelor pentru nodul de comunicație al unei rețele de calculatoare. In: Buletinul român de informatică, București, nr. 1, 1981, p. 7-18.
- [3] Kleinrock, L. Queueing Systems, vol. I, II, John Wiley and Sons, New York, 1973
- [4] * * * Analysis of some queueing models in real time systems. Raport Tehnic F 20-00007-1. IBM. White Plains, New York, 1975.

CZ 621.3.015.2 : 537.5

TENSIUNE DE PRAG
TRANZISTOR PMOS
IMPLANTARE IONICĂ

Studiul preliminar al modificării tensiunii de prag pentru tranzistorul PMOS, utilizînd implantarea ionică

M. BERCU, S. JELEA, R. BÂRSAN*, I. GHIȚĂ** — BUCUREȘTI

Introducere

Implantarea s-a impus ca o metodă eficientă pentru controlul pragului la tranzistoarele MOS. Principalele avantaje constau în asigurarea uniformității, a reproductibilității dopajului, cit și a controlului asupra adîncimii de pătrundere în semiconducători [1, 2].

Obținerea unei anumite valori a tensiunii de prag pentru tranzistorul MOS, necesită corelarea parametrilor specifici implantării (energie, doză) cu cei corespunzători proceselor tehnologice ulterioare.

Lucrarea este un studiu preliminar al modificării tensiunii de prag și a caracteristicilor tranzistoarelor cu canal p , implantate cu ioni de bor. Prin variația dozei s-a obținut pentru loturile fabricate, tranziția enhancement-depletion cit și o bună uniformitate a valorii pragului pe plachetă.

Pentru estimarea dozelor corespunzătoare variației dorite a tensiunii de prag (ΔV_T), s-a utilizat modelul analitic propus de E. C. Douglas [2]. Astfel, s-au calculat profilele finale ale borului în siliciu pentru diferite doze, după

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

** Întreprinderea de piese radio și semiconductoare — Băneasa

tratamentul termic. Aceste rezultate au fost preluate în cadrul unui model teoretic pentru tranzistorul MOS depletion [3]. Din interpolarea punctelor experimentale cu caracteristica $I_D - V_G$ teoretică s-au calculat valorile mobilității purtătorilor în stratul de siliciu implantat (regiunea porții).

1. Calculul redistribuției profilelor de impurități implantate

Pentru profilul inițial al impurităților implantate s-a utilizat modelul LSS (Lindhard — Schorff — Schiott):

$$C_{(x)} = C^{\max} \exp \left[- \frac{(x - Rp)^2}{2\Delta Rp^2} \right].$$

În calcule, valorile lui R_p (penetrabilitatea medie a ionilor) și ΔR_p (abaterea standard) au fost considerate egale atît în SiO_2 , cit și în Si. Aproximația făcută în cazul energiei ionilor de $W = 40$ KeV nu afectează semnificativ rezultatele ($R_p^{\text{Si}} = 0,1302 \mu\text{m}$, $R_p^{\text{SiO}_2} = 0,128 \mu\text{m}$, $\Delta R_p^{\text{Si}} = 0,044 \mu\text{m}$, $\Delta R_p^{\text{SiO}_2} = 0,0148 \mu\text{m}$).

Redistribuirea profilului de bor implantat este estimată utilizînd modelul analitic al lui Douglas [2] (vezi anexa A).

În figura 1 b, curbele punctate reprezintă profilele implantate la energia de 40 KeV pentru trei doze: $\Phi_1 = 4,5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$, $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ și $\Phi_3 = 1,2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$. Curbele continue sînt profilele de bor rezultate în urma

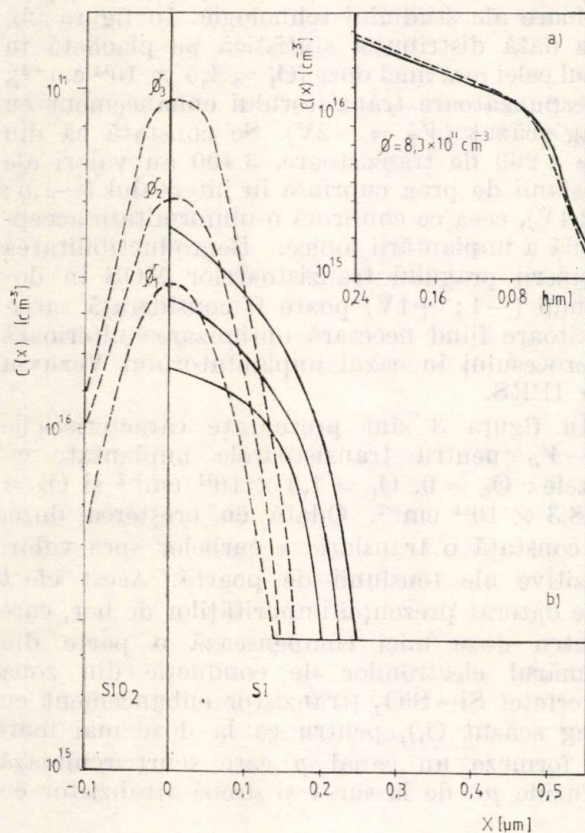


Fig. 1. a — Profilul distribuției de impurități implantate prin oxidul de poartă (1 050 Å) cu doza $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ la energia de 40 KeV după tratamentul termic de 18 minute la 1 000°C în atmosferă de azot. Curba continuă este soluția ecuației de difuzie, iar cea punctată este obținută prin interpolare, utilizând ecuația (1);

b) Profilele de bor după implantare prin stratul de SiO_2 (1 050 Å) pentru trei doze $\Phi_1 = 4,5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$, $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ și $\Phi_3 = 1,2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ la 40 KeV (curbe trasate punctat). Profilele calculate după difuzia corespunzătoare tratamentului termic de 18 minute la 1 000°C în azot (curbe trasate continuu).

unui tratament termic de 18 minute la temperatura de 1 000°C în atmosferă de azot, calculate cu ajutorul modelului Douglas. Se constată că, în urma tratamentului, toate distribuțiile de impurități au valoarea maximă pe interfața Si— SiO_2 . Acest fapt permite aproximarea profilelor calculate, printr-o metodă de regresie liniară:

$$C_{\text{SI}}(x) = C^* \cdot x + b. \quad (1)$$

Posibilitatea utilizării acestei aproximații este ascunsă la prima vedere de forma curbelor, datorită scării antilogaritmice de OY. În cazul

implantării cu doza $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$, valorile calculate pentru C^* și b rezultă din:

$$C^* = \frac{\sum_{i=1}^N C_i x_i - \frac{\sum_{i=1}^N C_i \cdot \sum_{j=1}^N x_j}{N}}{\sum_{i=1}^N x_i^2 - \frac{\left(\sum_{i=1}^N x_i\right)^2}{N}};$$

$$b = \frac{\sum_{i=1}^N C_i - C^* \sum_{i=1}^N x_i}{N}, \quad (2)$$

unde C_i este valoarea concentrației de bor din profilul calculat cu modelul Douglas pentru $x = x_i$. Se obține: $C^* = 1,81 \times 10^{22} \text{ cm}^{-4}$ și $b = 1,1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Măsura în care punctele (C_i, x_i) se așază pe o dreaptă este dată de valoarea factorului de corelație r :

$$r = \frac{C^* \cdot \sigma x}{\sigma_c}. \quad (3)$$

În cazul așezării perfecte a punctelor considerate pe o dreaptă, $|r| = 1$. Din relația (3) rezultă, în cazul valorilor calculate pentru C^* și b , date mai sus, $r = 0,990$, ceea ce confirmă o aproximare excelentă a profilului. În figura 1a, este trasat cu linie punctată, dependența dată de relația liniară din (1), iar curba continuă reprezintă profilul dat de ecuația de difuzie (1A)

Din cele prezentate mai sus, rezultă că pentru distribuțiile de impurități calculate, se poate utiliza aproximația liniară. Acest fapt aduce o simplificare majoră, făcând posibilă utilizarea modelului analitic al lui Rao [3] pentru tranzistorul MOS depletion.

2. Tehnologie

Studiul variației de prag cu doza a fost efectuat pe tranzistorul MOS-ROS 01. Implantările s-au realizat cu instalația Vezuviu din IPRS. Plachetele au fost de tip N (1, 1, 1) cu $C_b = 4,5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. După etapa de oxidare inițială, s-a efectuat o predifuzie și difuzia de bor corespunzătoare unei adâncimi de aproximativ 1,9 μm pentru joncțiunile de sursă și drenă. Oxidul subțire (1050 Å) a fost crescut la 1100°C într-o atmosferă de oxigen uscat la care s-a adăugat vapori de HCl. Grosimea a fost măsurată elipsometric. Implantarea borului în regiunea canalului s-a făcut prin oxidul de poartă pentru trei doze: $\Phi_1 = 4,5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$, $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ și $\Phi_3 = 1,2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$, la energia de 40 KeV. Tratamentul ter-

mic pentru activarea și redistribuirea impurităților a avut loc într-o atmosferă inertă (azot) timp de 18 minute, la o temperatură de 1 000°C, mixind pentru un minut 10% O₂ uscat.

3. Caracterizarea tranzistoarelor implantate

Rezultatele obținute sînt sistematizate în figura 2a. Valorile tensiunii de prag măsurate se așază pe o dreaptă care intersectează axa verticală la o valoare a lui V_T corespunzătoare lotului neimplantat. Pentru dozele $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ și $\Phi_3 = 1,2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ se constată

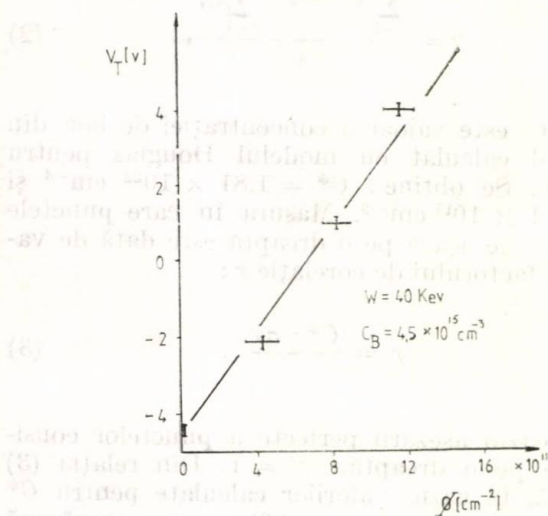


Fig. 2a. Variația tensiunii de prag cu doza la tranzistoarele MOS în cazul implantării cu bor la energia $W = 40 \text{ KeV}$.

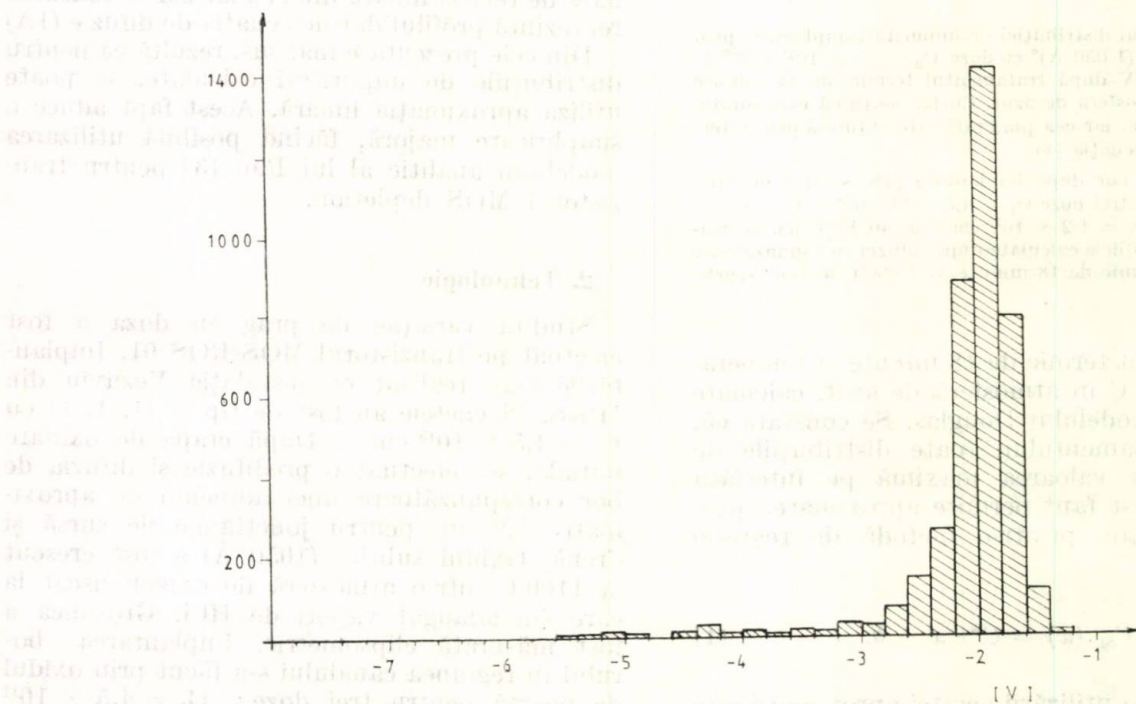


Fig. 2b. Histograma tensiunii de prag (V_T) pentru tranzistoarele MOS implantate cu doza $\Phi_1 = 4,5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ la energia $W = 40 \text{ KeV}$.

că pragurile tranzistoarelor devin pozitive. Așadar, în tehnologia adoptată, doze mai mari de $7 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ asigură ($W = 40 \text{ KeV}$) tranziția enhancement-depletion.

Obținerea uniformității pragului pe plachetă și pe lot, a constituit una din problemele preliminare ale studiului tehnologic. În figura 2b, este dată distribuția statistică pe plachetă în cazul celei mai mici doze ($\Phi_1 = 4,5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$), corespunzătoare tranzistorului enhancement cu prag scăzut ($V_T = -2\text{V}$). Se constată că din cele 4 260 de tranzistoare, 3 400 au valori ale tensiunii de prag cuprinse în intervalul $(-1,6; -2,4\text{V})$, ceea ce confirmă o uniformitate acceptabilă a implantării ionice. Reproducibilitatea obținerii pragului tranzistoarelor MOS în domeniul $(-1; +1\text{V})$ poate fi considerată satisfăcătoare fiind necesară optimizarea ulterioară a procesului în cazul implantatorului Vezuviu din IPRS.

În figura 3 sînt prezentate caracteristicile $I_D - V_G$ pentru tranzistoarele implantate cu dozele: $\Phi_0 = 0$, $\Phi_1 = 4,5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ și $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$. Odată cu creșterea dozei se constată o translație a curbelor spre valori pozitive ale tensiunii de poartă. Acest efect este datorat prezenței impurităților de bor, care pentru doze mici compensează o parte din numărul electronilor de conducție din zona interfeței Si-SiO₂ (tranzistor enhancement cu prag scăzut Φ_1), pentru ca la doze mai mari să formeze un canal p care scurtcircuitează difuziile p^+ de la sursă și drenă (tranzistor cu

canal inițial-depletion Φ_2). În cel din urmă caz I_D este diferit de zero, chiar în situația în care V_G este nul (fig. 3). Mărind tensiunea de poartă în domeniul valorilor pozitive, sub oxid se dezvoltă o regiune de sarcină spațială care micșorează grosimea canalului de conducție. În această situație, curentul de drenă scade. Atunci cînd valoarea lui V asigură o lățime a regiunii golite, aproximativ egală cu adîncimea joncțiunii implantate, tranzistorul se blochează.

În figura 3 se observă că pentru tranzistorul implantat cu doza $\Phi = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ tensiunea minimă necesară pentru anularea curentului de drenă este de $+1\text{V}$.

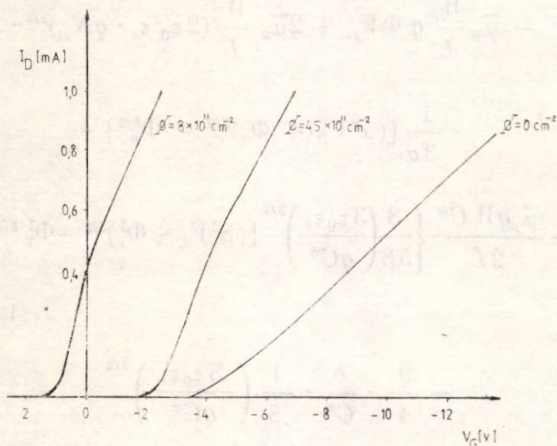


Fig. 3. Caracteristicile $I_D - V_D$ pentru tranzistoare MOS implantate cu bor la dozele: $\Phi_0 = 0$, $\Phi_1 = 4,5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$, $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ și la energia $W = 40 \text{ KeV}$ pentru $V_D = -0,12 \text{ V}$.

Caracteristicile $I_D - V_G$ care includ și regimul de saturație pentru tranzistoarele implantate cu dozele: $\Phi_0 = 0$, $\Phi_1 = 4,5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$, $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ și $\Phi_3 = 1,2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ sînt prezentate în figura 4 pentru diferite tensiuni

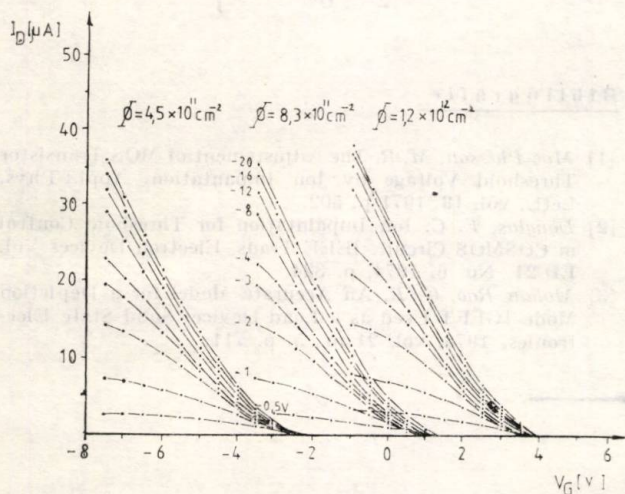


Fig. 4. Caracteristicile $I_D - V_G$ pentru tranzistoare MOS în regim de saturație cu V_D cuprins între $-0,5 \text{ V}$ și -20 V . Implantările în zona canalului au fost efectuate pentru dozele: $\Phi_1 = 4,5 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$, $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$, $\Phi_3 = 1,2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ la energia de 40 KeV .

de drenă. Se constată că valoarea tensiunii de poartă, necesară blocării tranzistorului (V_T), crește odată cu doza implantării de la -4V la $+4\text{V}$.

Mobilitatea gurilor în cazul canalului îngropat este mai mare decît în cazul celui de suprafață, datorită faptului că driftul purtătorilor se realizează în volum, sub regiunea interfeței. Acest efect se poate observa în cazul caracteristicilor $I_D - V_G$, unde curba corespunzătoare tranzistorului implantat admite o pantă mai mare decît pentru tranzistorul martor (fig. 3).

Utilizînd modelul lui G. R. Rao [3] pentru tranzistorul depletion s-a calculat valoarea medie a mobilității gurilor. Astfel, la loturile procesate, mobilitatea medie se încadrează pentru $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ în domeniul $200 - 250 \text{ cm}^2/\text{Vs}$.

Aceste rezultate au fost obținute prin intermediul unui program de calcul care caută valoarea optimă a parametrului μ , astfel încît graficul $I_D - V_D$ sau $I_D - V_G$ să fiteze curba experimentală (vezi expresia 1B din anexă).

În figura 5, sînt prezentate caracteristicile experimentale $I_D - V_D$ ale tranzistorului depletion (cu linie punctată) și cele teoretice (cu linie continuă) pentru: $V_D = 0,12 \text{ V}$ și $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$.

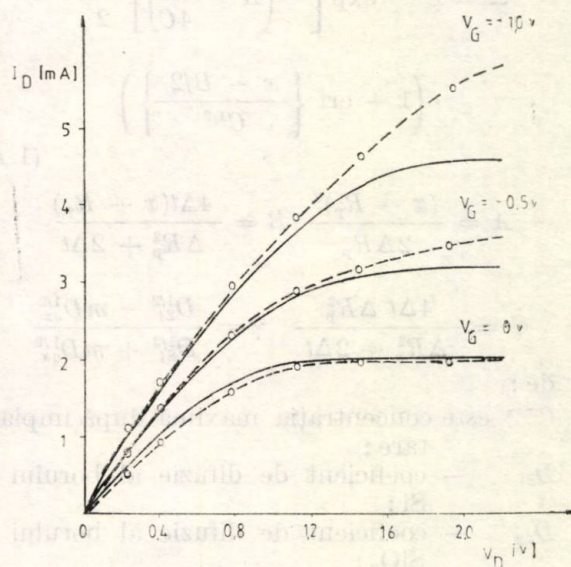


Fig. 5. Caracteristicile $I_D - V_D$ pentru tranzistorul depletion implantat cu bor $\Phi_2 = 8,3 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$, $W = 40 \text{ KeV}$. Curbele punctate sînt experimentale, iar cele continue sînt rezultate din calcul.

4. Concluzii

Acest studiu preliminar al modificării tensiunii de prag prin implantare ionică, a avut ca scop o estimare a tehnologiei MOS cu canal p enhancement-depletion. Astfel, s-au obținut tranzistoare cu pragul cuprins în intervalul -2V ; $+4\text{V}$.

Statistica pe plachetă a demonstrat în cazul celei mai mici doze, o uniformitate bună ($V_T = \pm 0,4$ V). Studiul distribuției statistice a lui V_T pe un număr mare de loturi, rămâne o problemă deschisă.

Analiza teoretică prin model fizic a caracteristicilor I_D-V_D a evidențiat o creștere a mobilității medii în canal pentru tranzistorul depletion ($\mu = 250$ cm²/Vs), față de cele neimplantate.

Dependența lui V_T de Φ , obținută pentru loturile procesate este în concordanță cu rezultatele date în literatură [2].

ANEXA A

Redistribuirea unui profil de impurități implantate

Modelul utilizat pentru calculul profilului de bor după tratamentul termic [2] furnizează următoarea expresie pentru distribuția impurităților în siliciu :

$$C_{si}(x, t) = \frac{C^{\max}}{2(\pi D_{ox} t)^{1/2}} \cdot [\Omega(x, t) + \gamma_1 \cdot \Omega(-x, t)]$$

$$x > 0$$

$$\Omega = C^{1/2} \cdot \exp \left[- \left(A - \frac{B^2}{4C} \right) \right] \frac{\pi^{1/2}}{2} \cdot$$

$$\cdot \left(1 + \operatorname{erf} \left\{ \frac{x - B/2}{C^{1/2}} \right\} \right)$$

(1 A)

$$A = \frac{(x - R_p)^2}{2\Delta R_p} \quad B = \frac{4\Delta t(x - R_p)}{\Delta R_p^2 + 2\Delta t}$$

$$C = \frac{4\Delta t \Delta R_p^2}{\Delta R_p^2 + 2\Delta t} \quad \gamma = \frac{D_{Si}^{1/2} - mD_{ox}^{1/2}}{D_{Si}^{1/2} + mD_{ox}^{1/2}}$$

unde :

$C^{\max}$ este concentrația maximă după implantare ;

D_{Si} — coeficient de difuzie al borului în Si ;

D_{ox} — coeficient de difuzie al borului în SiO₂ ;

R_p — penetrabilitatea medie a ionilor în Si ;

ΔR_p — abaterea standard.

ANEXA B

Modelul Rao pentru tranzistorul MOS depletion

Curbele teoretice I_D-V_D sau I_D-V_G au fost calculate utilizând pentru tranzistorul MOS-depletion modelul lui Rao [3], care este valabil numai în cazul profilelor liniare date de relația (2).

Curentul de drenă rezultă din expresia :

$$I_D = -\bar{\mu}_p C_0 \frac{W}{L} \left[(V_G - V_{p0}) V_D - \frac{1}{2} V_D^2 \right] -$$

$$- \bar{\mu}_p \frac{W}{L} q \Phi V_D + 2\bar{\mu}_p \frac{W}{L} (2\epsilon_0 \epsilon_s \cdot q N_D)^{1/2} \cdot$$

$$\cdot \frac{1}{3\alpha} [(\alpha^2 V_D + \Phi_n)^{3/2} - \Phi_n^{3/2}] +$$

$$+ \frac{\bar{\mu}_p q W C^*}{2L} \left\{ \frac{3}{5\beta} \left(\frac{3\epsilon_0 \epsilon_s}{q C^*} \right)^{3/2} [(\beta^2 V_D + \Phi_p^1)^{5/3} - \Phi_p^1] - \right.$$

(1 B)

$$- \frac{9}{4} \cdot \frac{b}{C^*} \cdot \frac{1}{\beta} \left(\frac{3\epsilon_0 \epsilon_s}{q C^*} \right)^{1/2} \cdot$$

$$\cdot [(\beta^2 V_D + \Phi_p^1)^{4/3} - \Phi_p^1] \left\{ + \frac{\bar{\mu}_p \cdot W q b}{2L} \cdot \right.$$

$$\cdot \left\{ \frac{3}{4\beta} \left(\frac{3\epsilon_0 \epsilon_s}{q C^*} \right)^{1/3} [(\beta^2 V_D + \Phi_p^1)^{4/3} - \Phi_p^1] - \right.$$

$$\left. - \frac{3}{2} \cdot \frac{b}{C^*} \beta V_D \right\} \cdot$$

Bibliografie

- [1] Mac Pherson, M. R. The Adjustment of MOS Transistor Threshold Voltage by Ion Implantation. Appl. Phys. Lett., vol. 18, 1971 p. 502.
- [2] Douglas, E. C. Ion Implantation for Threshold Control in COSMOS Circuit. IEEE Trans. Electron Devices Vol. ED-21, No. 6, 1974, p. 324.
- [3] Mohan Rao, G. R. An Accurate Model for a Depletion Mode IGFET Used as a Load Device. Solid State Electronics, 1978, vol. 21 nr. 5, p. 711.

CZ 621.377 : 72

ARHITECTURA BAZATĂ PE OBIECT
 PROTECȚIE BAZATĂ PE DOMENIU
 INCAPSULAREA ȘI DECAPSULAREA OBIECTELOR

Arhitectura sistemelor de calcul bazată pe obiect

DAN GÂRLAȘU* — BUCUREȘTI

Introducere

Arhitectura unui sistem de calcul definește interfața pe care subsistemul hardware o prezintă softului și determină modul în care această interfață este realizată de către părțile componente ale sistemului. În epoca de pionierat a calculatorului modern, când forma simplă a mașinii „von Neumann” cu memorie principală și unitate aritmetică și logică ținea fără îndoială de domeniile proiectării logice și tehnologiei circuitelor, tehnicile de programare în limbajul mașinii și în mare măsură bunul simț, erau elementele necesare și suficiente unui proiectant de arhitecturi. Astăzi, lucrurile s-au schimbat. Concepția noastră despre ceea ce trebuie să facă un sistem de calcul a atins un înalt grad de sofisticare, concretizat în baze de date uriașe, procese concurente, recursivitate, tipuri de date abstracte, protecția și controlul accesului. Aceste cerințe sînt îndeplinite de sisteme software complicate — sisteme de operare, sisteme de gestionare a datelor și rutine pentru realizarea implementării limbajelor. Abilitatea proiectanților de sistem în soluționarea acestor cerințe și calitatea facilităților pe care le pot pune la dispoziția programatorului de aplicații depind în mod critic de proprietățile mecanismului încorporat în hardware. Astfel, devine esențial faptul ca proiectanții de sistem de astăzi să fie conștienți demodul în care deciziile arhitecturale interacționează cu calitatea softului, de modul în care structurile hardware pot îndeplini în mod eficient cerințele sistemului de operare și conceptelor moderne de program și structura de date.

Multe implementări, ca de exemplu, procesoarele „banda de asamblare” (pipe-line), introducerea memoriilor tampon rapide (cache) ca și progresele în tehnologia componentelor au îmbunătățit raportul preț/performance, în timp ce arhitectura văzută de programator a fost afectată în mică măsură. Costul redus pentru hardware în special pentru memorie a redus presiunile pentru un grad ridicat de compactizare și eficiență a programelor. Aceasta a contribuit la folosirea unor limbaje de nivel înalt fără compilatoare superoptimizate și a permis folosirea de limbaje interpretative, interactive relativ ineficiente.

Introducerea migrării automate de cod și date între nivele diferite ale ierarhiilor de

memorie (inițial aplicată la sistemul ATLAS) [1] a ajutat mult dezvoltarea softului, mascînd efectiv limitările impuse de o memorie principală de dimensiuni reduse și a eliminat nevoia de programe elaborate care să realizeze mecanisme de suprapunere.

În mod similar, introducerea întreruperilor a permis programarea activităților în timp real fără precauțiuni suplimentare necesare asigurării unui dialog uniform cu echipamentele.

Nu toate inovațiile în arhitectură au fost făcute în beneficiul programatorului. În multe cazuri a existat o preocupare redusă cu privire la modul în care noile trăsături vor afecta ușurința cu care se poate scrie software corect. Introducerea unor seturi vaste de instrucțiuni justificată ca venind în sprijinul programării, a avut repercursiuni globale negative asupra softului. Pe de altă parte utilizarea unor limbaje de nivel înalt poate fi stînjinită deoarece este dificil să se utilizeze „trăsăturile speciale ale arhitecturii” prin folosirea unei versiuni standard de limbaj.

Îndepărtările radicale de la modelul tradițional „von Neumann” au condus aproape întotdeauna la probleme severe de soft. Încercările de a produce sisteme cu o înaltă productivitate — ca sistemele multiprocesor sau procesoarele rețea — au ridicat în fața programatorului noi probleme.

1. Încercări de rezolvare a problemei software

Cum poate un proiectant de sistem să contribuie la atenuarea problemei softului? Pentru a răspunde, trebuie să înțelegem unde apar dificultăți în practica curentă. Probabil, factorul primordial constă în posibilitatea ca un program să fie efectiv exprimat într-un limbaj de nivel înalt. Și totuși în aplicațiile largi, programatorii se văd nevoiți aproape de fiecare dată să păsească în afara facilităților oferite de un astfel de limbaj. Unul din motivele majore îl constituie transferul de informație între periferie și memoria sistemului. Cînd acest transfer trebuie coordonat de către programator, comportarea globală a unui program devine dificil de înțeles. Acest lucru se întîmplă chiar cînd astfel de transferuri sînt dirijate folosindu-se facilitățile unui limbaj de talia COBOL-ului.

Un al doilea motiv major vizează coordonarea activităților concurente, asigurarea de me-

* ROM CONTROL DATA — București

canisme ad-hoc înglobate în sisteme de operare complexe. Natura acestor mecanisme și efectul lor asupra structurii programului sînt puternic dependente de proprietățile hardului de bază.

În sfîrșit, o porțiune semnificativă a codului din multe aplicații serioase vizează acțiunile ce trebuie întreprinse la căderea anumitor componente hardware. Existența unei capacități „fault tolerant” inclusă în hardware ar contribui la simplificarea softului.

În loc să se proiecteze mecanisme cu speranța că odată realizate ele vor asigura o bază adecvată pentru un anumit software (așa cum a fost cazul fericit al sistemului de operare OS/360 conjugat cu limbajul PL/1), este posibil să se pornească de la o bună metodologie de programare (incluzînd o specificație de limbaj) și să se dezvolte sistemul soft/hard în sprijinul acesteia.

O alternativă este să se dezvolte o arhitectură de sistem cu o specificație completă și precisă a limbajului pe care îl va asigura sistemul la nivelul mașinii. O astfel de mașină poate „furniza” mai multe limbaje-utilizator implementate prin traducere în limbajul de bază sau prin execuția pe un interpretor scris în limbajul de bază. În această situație, elemente de hardware, firmware sau software de sistem pot fi dezvoltate cu un obiectiv clar: să se asigure o implementare corectă a limbajului de bază specificat care trebuie să întrunească anumite criterii cost/performance. Această abordare se numește arhitectura bazată pe limbaj [2]. S-au făcut cîteva încercări în acest sens. Un exemplu este mașina FORTRAN [3]. Au existat, de asemenea, diverse propuneri pentru o mașină ALGOL 60 [4, 5] ca și pentru limbajul APL. Aceste mașini nu aduc însă inovații arhitecturale semnificative. Limbajele sugerate sînt versiuni standard, cu toate deficiențele lor, iar mașinile sînt proiectate prin implementarea rutinelor de traducere și execuție, în microcod sau logică cablată. Aceste implementări păstrează, evident, toate neajunsurile implementărilor software, cu un avantaj totuși — sînt mai rapide.

Trebuie specificat faptul că introducerea compilatorului direct în hardware restrînge flexibilitatea sistemului și dedică o mare parte a mașinii la execuția unor funcții folosite doar ocazional.

Pe de altă parte au existat în istoria calculatoarelor mai multe ocazii cînd mecanisme noi au fost introduse totemai în sprijinul unor trăsături de limbaj. Se va menționa, fără să se intre în amănunte, mecanismul de stivă existent la BOURROUGH B 5 000 (folosit pentru activarea și terminarea de procedură, incluzînd alocarea și dealocarea celulelor de memorie pentru variabile locale, motivate de cerințele unor limbaje cu blocuri structurate ca ALGOL 60, care asigură declararea de variabile locale

și apelare recursivă de proceduri — [6,7]) și mașina SYMBOL de la Universitatea RICE [8], care utiliza descriptori și capacități ca mecanisme pentru implementarea partajării controlate a unor proceduri și segmente de date, motivația acestei soluții fiind de a asigura suport fizic pentru o implementare eficientă a unor structuri de date dinamice (de exemplu, tablouri a căror margini variază în timpul execuției programului). Ideea lui Iliffe este precursoră concepției actuale despre tipuri de date abstracte în programare. Din păcate acest concept a fost ignorat mulți ani, doar recent reinviind interesul în descriptori, materializat la calculatorul VAX/11 [9].

Poate principala problemă a arhitecturii bazate pe limbaj este lipsa de generalitate a limbajelor implementate. De obicei este dificil sau imposibil pentru utilizatorul unei astfel de mașini să răspundă unor cerințe care nu au fost prevăzute în proiectarea limbajului de bază. Pentru aplicații pe scară largă, limbajul ar trebui să includă preparatorii pentru:

- (1) combinarea independentă de module de program;
- (2) coordonarea activităților concurente (procese);
- (3) comunicația cu periferia;
- (4) accesul și manipularea informației în bazele de date.

Deși nu a fost încă realizat un astfel de limbaj (împotriva faimosului ADA, personalități remarcabile exprimă rezerve — [10]) există zone de cercetare strîns corelate cu acest scop și care promet rezultate importante. Este vorba despre arhitectura bazată pe obiect (object based architecture).

2. Arhitectura bazată pe obiect. Noțiuni de bază

Acest concept nou se sprijină pe o abordare integrantă a noțiunilor de abstractizare a datelor (data abstraction) și protecție bazată pe domeniu (domain-based protection).

Termenul de „obiect” apare pentru prima dată în sistemele de memorie virtuală structurată. În acest tip de sisteme programul în curs de execuție are acces în orice moment numai la o porțiune dintr-un spațiu larg de memorie. Spațiul de memorie este văzut ca o colecție de „segmente” sau „obiecte” la care se face acces prin cuvinte cheie (codewords), descriptori sau capacități [12].

Una din cele două origini importante ale acestei arhitecturi se regăsește în istoria abstractizării datelor, care a început ca o căutare în vederea unei mai bune metodologii de programe, a dus la cercetări în domeniul limbajelor și este în prezent recunoscută ca succes al noțiunilor de rafinare iterativă și programare

structurată [13, 14, 15, 16]. Conceptele cheie ale abstractizării datelor includ :

- 1 — încapsularea structurilor de date („obiectele”);
- 2 — interfața uniformă procedură/mesaj pentru aceste obiecte;
- 3 — descompunerea unei probleme într-un set de abstracții utile;
- 4 — o focalizare în primul rînd asupra obiectelor și în al doilea rînd asupra acțiunilor (asupra „ce” în loc de „cum”, de exemplu, despre ce poate face o stivă în loc de cum este implementată o stivă).

Cealaltă origine importantă a arhitecturii bazate pe obiect se regăsește în istoria protecției bazate pe domeniu. Ultimii douăzeci de ani au înregistrat o evoluție în protecția structurilor, de la stări distincte supervisor/utilizator (SO/360) la inele ierarhice (MULTICS), [17], și domenii multiple (PLESSYS/250 — (18); CALL/TSS — [19]; HYDRA [20]; CAP — [21], [22]; IBM SYSTEM 38 — [23]; IBM SWARD — [24], [25], [26].

Conceptele cheie ale protecției bazate pe domeniu includ :

- spații independente de adresare („domenii”) pentru subsistem;
- adresare bazată pe capabilități și controlul accesului;
- descompunerea sistemului de operare într-un set de abstracții utile.

Printre elementele pe care le înglobează noul tip de arhitectură menționăm :

- obiecte pentru gestionarea și comanda sistemului;
- obiecte pentru asigurarea mediului de program (program environments), desfășurarea comenzilor și intercomunicații;
- facilități pentru extensii obiect-utilizator (adică beneficiarii pot crea obiecte proprii) și gestionarea de către sistem a tipurilor de obiecte;
- mecanism pentru adresare și protecție;
- o interfață de instrucțiuni.

În contrast cu multe mașini, interfața de instrucțiuni nu mai reprezintă punctul focal pentru înțelegerea implementării restul proiectului devenind extrem de interesant.

3. Microprocesorul iAPX 432

În 1981, firma INTEL a prezentat microprocesorul iAPX 432 conceput pe baza celor expuse mai sus, incluzînd deci suport hardware pentru abstractizarea datelor (adică propunînd o arhitectură „orientată spre obiecte”). După o anumită perioadă de cercetări, colectivul implicat în această acțiune și-a dat seama că o generalizare logică și dezirabilă a scopului propus, ar fi să folosească abstracțiile ca bază fundamentală pentru arhitectură (cadru arhitectural) — [27]. Ar fi fost necesară și proiectarea unui limbaj propriu sau folosirea unui analog

cu SIMULA, dar ADA a apărut la momentul potrivit și avînd setul de trăsături corespunzătoare.

Încorporarea de obiecte pentru gestionarea și controlul sistemului răspunde unor necesități stringente : în primul rînd este rezolvată problema stabilirii unor interfețe regulate în raport cu interfețele ad-hoc de pînă acum. În al doilea rînd arhitectura este capabilă să susțină orice funcție particulară de gestionare a sistemului. În trecut nu era posibilă introducerea de astfel de funcții puternice într-un set de instrucțiuni orientat spre tipuri de date simple. Iată cîteva observații utile rezultate din includerea obiectelor pentru gestionarea sistemului în arhitectură :

1. Politica gestionării resurselor a fost implementată în software, fiind astfel separată de mecanismul respectiv înglobat în hardware. Aceasta a fost o lecție învățată de sistemul de operare CMU/HYDRA.

2. Migrarea funcțiilor în hardware s-a făcut selectiv în avantajul creșterii vitezei, flexibilității etc. Aceasta în contrast cu IBM SYSTEM/38 în care toate funcțiile sub un nivel arbitrar migrau în hardware.

3. Gestionarea unui anumit tip de obiect, din nou în contrast cu SYSTEM/38, este o responsabilitate împărțită între hard și soft. Funcțiile critice de timp sînt plasate în hard în timp ce funcțiile mai puțin frecvente sau foarte complexe sînt lăsate softului. Pentru sincronizare între hard și soft în timpul manipulării concurente și cooperative a obiectelor gestionate sînt incluse mecanisme standard.

Obiectele referitoare la contextul de program și comandă, includ obiecte-instrucțiuni, domenii, obiecte de context și controlul înlănțuirii. Ultimele două tipuri de obiecte permit stabilirea unei diversități de scheme de comandă, incluzînd de exemplu corutine.

Obiectele de comunicație includ obiecte-mesaj și obiectele-port. Nu există amendamente speciale cu privire la mesaje. Orice obiect poate fi un mesaj. Obiectele port sînt căi asincrone de comunicație între procese și asigură distribuirea în fire de așteptare a mesajelor sau proceselor. Tot ele rezolvă nepotrivirile de viteză între activitățile concurente din sistem.

Facilitățile care permit crearea de obiecte-utilizator constituie de fapt cheia orientării arhitecturii spre obiecte și a înglobării unei metodologii software.

Sînt prevăzute autentificarea și decapsularea, ca și crearea de obiecte. Decapsularea permite managerului de tip să refacă reprezentarea unui obiect astfel încît să se poată face acces la elementele sale individuale. Obiectele pot fi reprezentate de maniera internă sau externă. În maniera internă managerul de tip este inclus în obiect (fig. 1 — s-a ales pentru exemplificare o stivă). În maniera externă se poate face

acces separat la managerul de tip și la obiect. Ambele forme sînt necesare dar cele mai multe obiecte sînt reprezentate în maniera externă

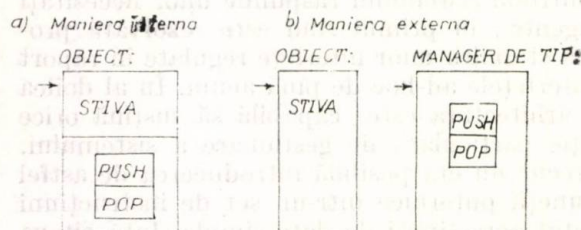


Fig. 1

(cf. SIMULA). Cîteva obiecte de I/E sînt reprezentate în forma internă pentru a produce o abstracție de echipament I/E generic.

În ceea ce privește interfața de instrucțiuni, sînt incluse instrucțiuni la nivelul obiectelor, dicționare de operanzi și adresarea structurilor de date. Interfața fiind orientată spre obiecte prezintă uniformitate în ceea ce privește facilitățile bazate pe obiecte. Nu a fost prevăzut accesul la microcod, proiectarea mecanismului respectiv nefiind încheiată la momentul apariției MP. Se pot implementa în această arhitectură o varietate de structuri de limbaje. Primul limbaj de sistem este o versiune ușor modificată de ADA (la facilitățile limbajului s-a adăugat mecanismul de control al accesului).

4. IBM SWARD

Arhitectura SWARD a fost realizată cu o motivație puțin neobișnuită — aceea a creșterii fiabilității programelor executate pe mașină. Problema este atacată din mai multe direcții, prin introducerea de funcții în sprijinul mijloacelor de testare și depanare a programelor, pentru facilitarea creșterii eficienței produselor software datorită unui grad ridicat de modularizare și structurare, prin instalarea de bariere care să minimizeze efectele erorilor de program, însă în primul rînd prin verificarea semantică în timpul execuției programului.

Arhitectura poate fi propriu-zis definită ca o arhitectură de domeniu [28], deoarece fiecare procedură este încapsulată într-un spațiu particular de memorie. Unul din tipurile de obiecte din arhitectură este modulul. Acesta constă dintr-un set de instrucțiuni mașină, cît și un spațiu particular de adrese constînd dintr-o serie de „tagged addresses” (aparitii de tipuri de date). O instrucțiune mașină, se poate referi doar la celulele din spațiul modulului în care rezidă instrucțiunea. Orice altă referire la obiecte se efectuează indirect prin capabilități memorate în spațiul de adrese particular.

Mai mult: arhitectura conține un set generic de instrucțiuni de nivel înalt, un mecanism send/recieve pentru comunicații interproces, sincronizarea instrucțiunilor orientată spre conceptul de proiectare de monitoare, gestionarea automată a subrutinelor prin folosirea unor înregistrări de activare în stive de activare, un mecanism ierarhic de detectare și vehiculare a erorilor și conceptul de memorie pe un singur nivel.

Prototipul implementării SWARD poate fi categorisit ca un „minicalculator rapid” realizat cu circuite TTL bit-slice și rețele logice programabile. Din dorința folosirii unei tehnologii deja existente și a evitării unei complexități excesive în hard și datorită caracterului „provizoriu” al arhitecturii, aceasta a fost în mare măsură înglobată în microprogram mai curînd decît în logică cablată, deși procesorul este „orientat spre arhitectură”. Microinstrucțiunile sînt concepute pe orizontală, memoria de comandă deținînd în jur de 6 000 cuvinte de 52 biți.

Adresarea bazată pe capabilități nu a fost incorporată în arhitectura SWARD doar pentru impedimente de protecție. Motivațiile au fost evidențiate în procesul de dezvoltare de software astfel:

1. Detectarea erorilor de programare prin „referințe inexistente”, cînd o adresă este folosită pentru acces la o dată după ce aceasta a dispărut.
2. Adoptarea conceptului de memorie pe un singur nivel pentru simplificarea și uniformizarea modului în care programul adresează datele. O condiție indispensabilă acestei idei este existența unui spațiu larg de adrese.
3. Izolarea fiecărei proceduri într-un spațiu individual de adrese pentru a diminua efectele erorilor. Acest fapt a condus la o arhitectură orientată spre obiecte.

Bibliografie

- [1] Sumer, F. H., Haley, G., Chen, E. C. Y. „The Central Control Unit of the ATLAS Computer” Proc. of IFIP Congress, 1962, North Holland Publ. Co, p. 657—662.
- [2] Dennis, J. B., Fuller, S. H., Ackerman, W. B. — „Research Directions in Computer Architecture”, — Research Directions in Software Technology, Wegner, MIT Press, 1979, p. 514—556.
- [3] Bashow, T. R., Sasson, A., Kronfeld — „System Design of a FORTRAN Machine, IEEE Trans. on Electronic Computers, vol. EC—16, no. 4, Aug. 1967, p. 485—499.
- [4] Chu, Y. — „Architecture of a Hardware Data Interpreter”, Proc. Fourth Annual Symp. on Comp. Arch., Computer Architecture News, vol. 5, no. 7, March 1977, p. 1—9.
- [5] Haynes, L. S. — „The Architecture of an ALGOL 60 Computer Implemented with Distributed Processors”, Proc. Fourth Symp. on Comp. Arch., Computer Architecture News, vol. 5, no. 7, March 1977, p. 95—104.
- [6] Barton, R. S. — „A New Approach to The Functional Design of a Digital Computer”, Proc. Wester Joint Computer Conference. IRE — AIEE — ACM, 1961 p. 393—396.

- [7] *Organik, E. I.* — „Computer System Organisation — The B 5700/6700 Series”, Academic Press, N.Y., 1973.
- [8] *Iliffe, J. K., Jodeit, J. G.* — „A Dinamic Storage Allocation Scheme” *The Computer Journal*, Oct. 1962 p. 498—505.
- [9] Digital Equipment Corp., VAX — 11/780 Architecture Handbook Maynard, Ma, 1977.
- [10] *Hoare, C. A. R.*, Emperor's Clothes — Lecture for Turing Award, CACM Oct. 1980.
- [11] *Bryant, R. E., Denis J. B.* — „Concurrent Programing” p. 548—591.
- [12] *Fabry, R. S.* — „Capability — Based Addressing”, CACM, vol. 17 no. 7, July 1974, p. 403—412.
- [13] *Ingalls, J.* — „The Smalltalk — 76 Programming System”, Proc. of the 5-th, Conference on the Principles of Programming Languages, Jan, 1977.
- [14] *Parnas, D. L.* — „A Technique for Software Module Specification with Exemples”, CACM, May 1972.
- [15] *Liskov, B. H., Zilles, S. N.* — „Programming with Abstract Data Types, „SIGPLAN NOTICES”, Apr. 1974.
- [16] *Wulf, W A., London, R., Show, M.* — „An Introduction to the Construction and Verification of Alphard Programs”, IEEE Trans. on Software Eng., SE—2, 1976, p. 253—264.
- [17] *Saltzer, J. H., Schroeder, M. D.* — „The Protection of Information in Computer System”. Proc. IEEE 63, Sept. 1975.
- [18] *England, D. M.* — „Architectural Features of System 250” Infotech State of the Art Report 14 : Operating System. Berkshire/England-Infotech, 1972, p.395—428.
- [19] *Lampson, B. W., Sturgis, H. E.* — „Reflections on an Operating System Design”, CACM 19 (5), p. 251—265, 1976.
- [20] *Cohen, E., Jefferson, D.* — „Protection in HYDRA Operating System Proc. 5-th Symp. on Operating System Principles, „New York : ACM, 1975, p. 141—160.
- [21] *Needham, R. M., Walker, R. D. H.* — „The Cambridge CAP Computer and Its Protection System, „Proc. 6-th Symp. on Operating Systems Princ., New York : ACM, 1977 p. 1—10.
- [22] *Herbert, A. J.* — „A New Protection Architecture for the Cambridge Capability Computer”, Operating System Review, 12 (1), 1978, pp. 24—28.
- [23] IBM System/38 Technical Developments, Atlanta : IBM, 1978.
- [24] *Myers, G. J.* — „Storage Concepts in a Software-Reliability Directed Computer Architecture”, Proc. /5-th Annual Symp. on Computer Architecture, New York : ACM, 1978, p. 107—113.
- [25] *Myers, G. J.* — „Advances in Computer Architecture” New York : Wiley — Interscience, 1978.
- [26] *Myers, G. J.* — „Sward — A Software — Oriented Architecture”, Proc. International Workshop on High-Level Language Computer Architecture, Univ. of Maryland, 1980 p. 163—168.
- [27] *Rattner, J., G. Cox* — „Object-Based Computer Architecture”, Architecture News, 8 (6), Oct. 1980.
- [28] *Spier, M. J., T. N. Hastings, D. N. Culler* — „An Experimental Implementation of the Kernal/Domain Architecture”, Proc. of 4-th Symp. on Operating System Principles, New York : ACM, 1973, p. 8—21.



ACADEMICIANUL PROFESOR DOCTOR REMUS RĂDULEȚ (1904—1984)

La 6 februarie 1984, între orele 8 și 9 dimineața, a pășit în veșnicie academicianul profesor doctor Remus Răduleț, în timp ce-și ducea ultimul său articol științific la Catedra de electrotehnică a Facultății de electrotehnică a Institutului politehnic-București, al cărei șef fusese aproape un sfert de secol. Îi lipseau cîteva pagini pe care, nemulțumit de radactarea inițială, le refăcuse pînă după miezul nopții și dorea să le redactilografieze. Articolul cuprindea o sinteză a gândirii sale în privința axiomatizării bazelor electrotehnicii și urma să apară în numărul doi din 1984 al publicației „Revue Roumaine des Sciences Techniques — Serie Electrotechnique et Energetique” al cărei redactor șef era de mai multe decenii. Comitetul de redacție proiectase, nu întîmplător, ca acest număr să apară simultan cu aniversarea vîrstei sale de 80 de ani. Profesorul Răduleț nu dorea ca acestui eveniment să-i fie acordată o atenție deosebită, dar sensibil la strădaniile colaboratorilor săi apropiați de a-l sublinia cumva mai aparte se lăsase înduplecat să publice un articol important într-un număr care, într-un fel era gîndit, de noi, să-i fie omagial. Era o formulă inedită pe care cu toții am acceptat-o cu emoție și bucurie. Din nefericire, dorințele noastre nu s-au împlinit, iar numărul gîndit omagial, a devenit comemorativ. Revista „Electrotehnica, electronica și automatica”, soră de limbă românească a revistei sus-amintite, din al cărei Comitet de redacție făcea parte și academicianul profesor Remus Răduleț, își indeplinește datoria de onoare de a prezenta, evident într-un spațiu restrîns, viața și opera celui dispărut.

Din respect deosebit atît pentru memoria profesorului Răduleț, cît și pentru cititorii noștri, a căror mare majoritate i-au fost, direct sau indirect elevi, publicăm și versiunea românească a articolului său.

Remus Basiliu Răduleț s-a născut la 3 mai 1904 în satul Hendorf — actualmente Brădeni — în țara dintre Olt și Tirnave. Era cel de al treilea copil al familiei lui Vasile și Ana Răduleț, intelectuali legați de glie cu profundă simțire românească. Învăță să scrie și să citească în limba maternă la început în satul natal și apoi la Berivoli.

Începutul primului război mondial coincide cu începutul studiilor sale liceale pe care le urmează la Sighișoara și Făgăraș, manifestînd o aplicație deosebită pentru studiile clasice și umaniste și nu în ultimul rînd pentru limba și literatura românească. Ispitit de științele naturii și de matematică, pentru care dovedea aptitudini certe și un interes deosebit, își trece bacalaureatul la secția reală și optează pentru cariera de inginer. Își începe studiile de inginerie în 1923 la Facultatea de electromecanică a Școlii politehnice din Timișoara, pe care o absolvă în 1927, fiind cel mai strălucit student pe care l-a avut această prestigioasă școală în decursul existenței sale. Diploma care i-a fost înminată reprezenta una din cele mai înalte aprecieri: inginer mecanic-electrician cu mențiunea foarte bine cu distincție.

Optează pentru o carieră universitară, fiind reținut asistent la facultatea pe care abia o absolvise. În 1938 obține o bursă de studii, fiind trimis în Elveția la Școala Politehnică Federală din Zürich, spre a-și pregăti o teză de doctorat sub conducerea prof. Karl Kuhlmann.

Pentru a ilustra cât mai fidel această perioadă a pregătirii sale, este cel mai nimerit să reproducem amintirile sale.

„Zürichul era, ca și acum, cel mai mare oraș al acelei țări, situat pitoresc la unul din capetele lacului cu același nume și în valea și pe pantele văii râului Limmat. Era un centru al industriei constructoare de mașini chimice, textile, poligrafice și de prelucrare a lemnului, cu numeroase monumente de arhitectură medievală și renumit prin școala lui politehnică federală, în a cărei ambianță am deprins și eu munca de cercetare științifică.

Școala avea 12 facultăți, dintre care opt de inginerie în sens restrâns, una de arhitectură, una de cursuri libere, una de științe naturale și una de științe fizico-matematice, care fusese urmată și de marele fizician Albert Einstein. Atmosfera de muncă era dintre cele mai severe, condițiile materiale de predare și cercetare dintre cele mai bune, iar tradițiile dintre cele mai vechi. Profesorii, cu nume de rezonanță mondială, erau atrași de sistemul contractelor prin care erau angajați și de baza materială, care contrasta cu cea a laboratoarelor sărace ale școlii din Timișoara acelor ani. Erău mari ingineri și matematicieni și — în acel timp — și mari fizicieni, care au avut un rol important în progresul fizicii secolului nostru: Plancherel și Polya, renumiți matematicieni; Paul Debye, cunoscutul fizician de teoria polarizării electrice și a „magnetizației”; Paul Scherrer, fizicianul care a obținut, împreună cu Debye, prima interferență a electronilor reflectanți pe pulbere cristalină, într-o experiență crucială care a pus experimental în evidență și fața lor ondulatorie, în dualismul undă-corpusecul din fizica cuantică; Hermann Weyl, al doilea relativist după Einstein; Wolfgang Pauli junior, descoperitorul principiului interdicției din fizica cuantică, figură domoală, de o obiectivitate proverbială. Printre asistenții de atunci se ridica Peierls, astăzi profesor la Oxford. Mineralogia era cinstită de numele lui Paul Niggli; rezistența și știința materialelor de Ros; mașinile cu aburi de Stodola și Eichelberg; mașinile hidraulice de Dubs; mașinile electrice de Dunner; electrotehnica de Kuhlmann, constructorul primelor izolatoare electrice de trecere raționale, conducătorul meu de doctorat; electronica de Tanc, specialist în tuburi electronice, coreferentul tezei mele; centralele și amenajările electrice de Wieselberger, mare specialist care a fost consultat și de țara noastră în problemele de energie.

Am studiat cu sîrguință cursurile celor mai mulți dintre ei și am văzut la ele, în vizite de prietenie, nu numai pe Albert Einstein, dar și pe Max Planck, pe Erwin Schroedinger și pe Werner Heisenberg.

Problemele gnoseologice ale matematicilor și științelor naturii erau prezentate la facultatea de cursuri libere, sufletul lor fiind filosoful

Gonseth. Invitații acestei facultăți erau oameni de știință și filozofie ca Richard von Mises sau Hans Reichenbach. Fiindcă timișorenii mă trimiseseră acolo cu gândul să mă informez atât în general, cât și cu privire la științele de bază ale ingineriei și să mă întorc apoi la școală, nu am audiat numai cursuri la facultățile de specialitate și nu am elaborat numai teza de doctorat, ci am studiat și la facultatea liberă, cursuri ca „Axiomatica matematică” sau „Progresele mai noi ale fizicii”, la Herman Weyl și Wolfgang Pauli și tot acolo am făcut cunoștință cu materialismul dialectic, la un curs sui-generis despre o sistematică a sistemelor filozofice — și anume pe baza lucrării lui Lenin „Materialism și empiriocriticism” a cărei traducere în limba germană apăruse încă în anul 1929.”

Setea de cunoaștere a fost o trăsătură definitorie a inginerului Răduleț, manifestată din tinerețe, perpetuată în ani și transmisă cu pasiune și elevilor săi, cărora le-a dat prin forța exemplului personal, semnificația lucrului făcut cu cea mai înaltă competență și modestie.

Întilnirea sa cu Einstein a avut un caracter cu totul insolit. În timp ce expunea o temă propusă la seminarul condus de Wolfgang Pauli junior, în sala de cursuri a pătruns pe neașteptate Einstein. Fără a perturba activitatea, acesta a urmărit expunerea cu interes pînă la sfîrșit. Apoi salutîndu-l pe Pauli l-a întrebat: un student în fizică, nu-i așa? Nu, a răspuns Pauli, e un tînăr inginer român care-și prepară o teză de doctorat în electrotehnică. Păcat, a răspuns Einstein.

Pasiunea sa pentru fizică și filozofia științei nu l-a împiedicat să-și finalizeze o excelentă teză de doctorat privind cuptoarele de inducție fără fier; în schimb, cunoștințele în aceste domenii și-au imprimat amprenta definitivă asupra întregii sale activități științifice, didactice, enciclopedice și filozofice. Mulți ani mai tîrziu, ori de cîte ori trecea prin Zürich, cînd activitatea în cadrul Comisiei Electrotehnice Internaționale îi cerea prezența la sediul ei central din Geneva, poposea neapărat cel puțin o jumătate de zi la această faimoasă școală, care l-a format și căreia întotdeauna i-a păstrat un respect aproape sacru.

După finalizarea tezei de doctorat i se propune să rămînă la Zürich ca viitor urmaș al profesorului Kuhlman, dar știind, ca marii savanți patrioți români, unde-i este locul revine în țară în 1931 fără a ezita, începîndu-și prodigioasa sa activitate didactică, științifică și în folosul obște, care nu va înceta decît odată cu săvîrșirea sa.

Funcționează mai întîi pe un post de conferențiar, iar apoi de profesor la Politehnica din Timișoara, unde va activa pînă la 30 septembrie 1951.

I se încredințează predarea unei game largi de discipline, începînd cu cele mai abstracte și teoretice ca fizica și bazele electrotehnicii și terminînd cu cele mai concrete și aplicative ca mașinile electrice și centralele electrice. Astfel se formează impresionanta sa cultură științifică și tehnică, care se va manifesta din plin în toate lucrările sale enciclopedice.

Anul universitar 1951—1952 îl găsește profesor titular la Universitatea din București, unde predă cursurile de electromagnetism și teoria relativității. Simultan este încadrat profesor la Institutul de căi ferate și la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic din București îndeplinind și funcția de șef de catedră la Catedrele de electrotehnică ale acestor institute. Știînd cit este nevoie pentru a forma cadre de ingineri de valoare pe care industrializarea țării o cerea, continuă să predea cursul de mașini electrice și la Timișoara, cu prețul unor deplasări, care-i răpeau mult din timpul său personal. Se angajează total, așa cum o va face întreaga viață, pentru a da din ce a asimilat, pentru a lumina și a da viață electrotehnicii românești.

Demonstrează o putere de muncă uriașă, reușind să redacteze manuale, practic pentru toate disciplinele predate (exceptînd cursul de mașini electrice). Treptat își restrînge sfera activității didactice, stabilindu-se definitiv la Catedra de electrotehnică a Facultății de electrotehnică din București, al cărei șef va rămîne pînă la pensionare, în anul 1974 și unde va continua să activeze ca profesor consultant pînă la sfîrșitul vieții, în special drept conducător de doctoranzi.

Cu cîțiva ani înainte de a se fi mutat definitiv în București, traduce în limba română Hütte, manualul inginerului, sub îngrijirea ASIT-ului, carte de bază a acelor ani pentru activitatea inginerescă. I se încredințează redactarea *Lexiconului tehnic Român (LTR)*, din care scoate două ediții, prima în șapte volume și a doua monumentală, în 19 volume, cuprinzînd peste 80 000 termeni. La cele două ediții a muncit aproape două decenii, polarizînd în jurul său tot ce avea mai valoros știința și tehnica românească la acel moment. Este suficient să amintim că printre semnatari, autori de fișe ai LTR, figurează academicienii Nicolae Profiri, Constantin Budeanu, Costin Nenițescu, Elie Carafoli, Horia Hulubei, Aurel Beleş, Gheorghe Mihoc, Grigore Moisil, Alexandru Codarcea, ca și profesorii Nicolae Ciorănescu, Dan Barbilian și foarte mulți alții.

Meritele *Lexiconului tehnic Român* sînt canalizate pe trei trăsături principale. Mai întîi de toate, LTR era o enciclopedie științifică și tehnică cu o informație adusă la zi și cu nivel de tratare superior. În al doilea rînd, LTR

era întocmit pe baza unei concepții unitare proprii profesorului Remus Răduleț, inspirată din logica și metodologia științelor, concepție pe care a pus-o și la baza operei sale științifice despre care vom vorbi. De altfel, ea este expusă explicit chiar de profesor în prefața la volumul al XVIII-lea al celei de a doua elaborări a LTR. În al treilea rînd, LTR a canalizat fixarea limbajului tehnic românesc în plină formă și dezvoltare în matca limbii române și în spiritul latinității ei.

Dacă primele două trăsături fac din LTR o operă internațională — care prin amploare și structură ar putea face cinste și celor mai evaluate popoare și națiuni — cea de a treia îi conferă un caracter național și constituie, fără îndoială, cea mai elocventă și pertinentă mărturie a atașamentului intelectualității științifice și tehnice românești pentru construirea societății socialiste evolute pe pămîntul românesc. Deși a patronat elaborarea LTR, Remus Răduleț a știut să-i dea caracterul de operă colectivă, care a fixat-o definitiv în patrimoniul spiritualității românești. Nu întîmplător această a doua elaborare face parte din fondul cel mai valoros al marilor biblioteci din lume și a constituit, fără îndoială, argumentul esențial care l-a ridicat pe prof. Remus Răduleț în funcțiile cele mai înalte ale Comisiei Electrotehnice Internaționale (CEI), a cărei preocupare esențială este și fixarea limbajului electrotehnic internațional.

De altfel, după finalizarea LTR, activitatea enciclopedică a profesorului Remus Răduleț a continuat tocmai în cadrul CEI, sub îndrumarea sa directă, elaborîndu-se a treia ediție a „Vocabularului electrotehnic internațional” și prima ediție a dicționarului multilingv de electrotehnică pe care a prezentat-o cu succes deosebit la ultima reuniune plenară a CEI de la Tokyo în toamna anului 1983. Moartea l-a surprins înainte de a fi reușit să finalizeze dicționarul tezaur al termenilor de electrotehnică al CEI, o lucrare menită să structureze științific documentarea și formarea limbajului electrotehnic internațional și pe care o gîndea ca o încununare a întregii sale activități în acest domeniu. Generos cu împărtășirea cunoștințelor sale, a lăsat în urma sa un colectiv al Comitetului Electrotehnic Român (CER), capabil să-i finalizeze opera în spiritul gândirii sale.

Opera științifică scrisă a profesorului Remus Răduleț cuprinde peste 200 de lucrări începînd cu manualele didactice, peste 30 la număr, și terminînd cu lucrările de filozofie a științei sau educația adulților. Vastitatea și diversitatea ei fac dificilă o structurare foarte netă a preocupărilor sale, așa că împărțirea pe care o prezentăm în continuare poate fi acceptată doar cu rezerve.

O primă parte esențială a lucrărilor sale privește teoria mărimilor și legilor științelor fizice și tehnice. Profesorul Remus Răduleț era convins că elaborarea unei teorii științifice într-un domeniu științific, tehnic sau social constituie doar o premisă de progres social și că teoria științifică devine o forță socială numai atunci când devine accesibilă colectivității. De cele mai multe ori, creatorii teoriilor, oameni de știință preocupați în permanență de descoperirea noului s-au preocupat mai puțin de sistematizarea și chiar de aplicarea propriilor lor teorii și de conexiunile existente cu alte teorii în vederea accesibilității lor.

Acest rol, în aparență secundar sau derivat, cum îl numea prof. Remus Răduleț, a revenit mai întotdeauna școlii și oamenilor de știință, profesori care au servit-o. Ei au fost aceia care au trebuit mai întâi să înțeleagă noile teorii și apoi să le facă să fie înțelese și de elevii lor. Mințile lor au trebuit să se ridice mai întâi până la culmile celor mai eminente minți ale umanității și apoi să se coboare la nivelul înțelegerii învățăceilor lor, adesea în dauna unor interese științifice proprii, pentru că nu puțini mari profesori au fost și mari oameni de știință.

Sistematizării acestei munci migăloase, adesea lipsită de spectaculozitate, dar de covârșitoare importanță socială îi sunt destinate lucrările despre care am amintit la început. Este util să desprindem câteva din ideile care stau la baza lor.

Potrivit profesorului Remus Răduleț, orice domeniu al științelor naturii constituit definitiv într-o anumită etapă de achiziție a cunoștințelor, poate și trebuie să fie axiomatizat, așa cum se procedează și în matematică. Numai că în timp ce în matematică axiomatizarea este o operație logică, în sensul că axiomele și conceptele care le leagă sunt definiții și propoziții rezultate numai din gândire, în științele naturii aceste concepte și propoziții trebuie să aibă și un suport experimental operator. Aceasta înseamnă că pentru orice concept definit într-o știință a naturii, de exemplu o mărime fizică, sau orice propoziție a acestei științe, de exemplu o aserțiune fizică, trebuie să se indice explicit operațiile fizice care permit definirea conceptului sau enunțul aserțiunii, formulate astfel încât să poată fi reproduse, spre verificare, oriunde, oricând și de oricine. A spune despre masă că e cantitate de materie nu înseamnă încă o definire, spunea prof. Răduleț, până când nu se indică operațiile concrete care permit identificarea cantității de materie ca mărime fizică. Privită din afară, o teorie a științelor fizice apare ca o colecție de concepte — de obicei mărimi și aserțiuni — de regulă ecuații matematice. Ea poate fi utilizată ca atare, dar fără mare eficiență.

Organizarea ei axiomatică comportă două etape succesive pe care prof. Remus Răduleț le-a numit teoria mărimilor și teoria legilor.

Studiile sale privind teoria mărimilor încep prin a cerceta condițiile obiective care trebuie îndeplinite în natură pentru ca pe realitatea fizică să se poată grefa o mărime fizică. Cercetarea acestei realități trebuie să pună în evidență mai întâi o relație de echivalență pentru obiectele sau fenomenele fizice cercetate. Aceasta înseamnă că trebuie descoperite operațiile prin care se poate decide în mod obiectiv când două obiecte sau fenomene sint echivalente dintr-un punct de vedere bine definit. Relația de echivalență, care este o relație binară reflexivă, simetrică și tranzitivă, permite gruparea obiectelor sau fenomenelor în clase de echivalență disjuncte și deci definirea unei proprietăți. De exemplu, fasciculul tuturor dreptelor reciproc paralele, constituie o clasă de echivalență, iar mulțimea tuturor acestor clase definește proprietatea numită direcție. În al doilea rând, trebuie să pună în evidență o relație de ordonare, corelată cu relația de echivalență, care să permită stabilirea unei ordini între elementele ce aparțin unor clase de echivalență distincte și deci nu sint echivalente. Relația de ordonare, care e tot o relație binară, dar ireflexivă, nesimetrică și tranzitivă, permite ordonarea claselor de echivalență, în prealabil constituite, și definește o proprietate ordonabilă. În al treilea rând, cercetarea proprietăților ordonabile trebuie să pună în evidență un procedeu de măsură, adică o operație sistematică prin care fiecărei clase de echivalență i se atașează câte un număr real (măsura mărimii) în funcție de unitatea de măsură, care atribuie unitatea unei clase de echivalență aleasă arbitrar. Numai îndeplinirea tuturor celor trei condiții permite definirea unei mărimi fizice. De exemplu, proprietatea corpurilor de a fi dure — duritatea — e o proprietate ordonabilă, dar nu admite un procedeu de măsurare și nu constituie o mărime fizică, fiindcă nu există criterii fizice, care să ne permită să spunem de câte ori e mai dur diamantul decât creta. Se observă caracterul net operator al definiției unei mărimi fizice. Sensul fizic al unei mărimi rezidă în operațiile prin care se stabilește echivalența, ordonarea și măsurarea.

Nu toate mărimile astfel definite sint logic independente între ele. Analiza logică arată că unele dintre ele se pot exprima prin relații matematice în funcție de altele, în prealabil definite. Asemenea mărimi se numesc **mărimi derivate**. Dacă această analiză logică se face complet, se constată că în final se obține un grup de mărimi logic independente între ele, care nu mai pot fi definite cu ajutorul altora. Acestea se numesc **mărimi primitive**. Mai rezultă că numai pentru mărimile primitive

sint necesare definiții operatorii, adică definiții în care să se indice în concret stabilirea relațiilor de echivalență, ordonare și a procedului de măsurare. Numărul lor e evident redus și independent de alegerea lor concretă. Se observă deci că semnificația fizică a proprietăților măsurabile ale unui domeniu de cercetare este concentrată, în ultimă analiză, numai în mărimile primitive ale acestuia.

Mulțimile mărimilor unui domeniu se mai poate clasifica din punctul de vedere al alegerii unităților de măsură în **mărimi fundamentale**, ale căror unități se aleg independente și în **mărimi secundare**, ale căror unități rezultă în baza relațiilor existente între mărimi.

Aplicarea principiului cauzalității mai permite o clasificare a mărimilor în **mărimi de stare**, care intervin în determinarea cauzală a evoluției sistemelor fizice — de regulă sub formă de condiții inițiale de stare, **mărimi accesorii**, care nu intervin direct în condițiile inițiale și **mărimi de interacțiune**, care exprimă interacțiunea cauzală a sistemelor neizolate.

Stabilirea mărimilor primitive și definirea mărimilor derivate constituie teoria mărimilor și poate fi făcută în prealabil, independent de relațiile extralogice existente între ele care fac parte din teoria legilor.

În teoria legilor se cercetează relațiile extralogice, la nivelul dat al cunoștințelor existente între mărimi și exprimate, de regulă, prin ecuații sau inecuații matematice. Analiza logică a mulțimii relațiilor arată că unele dintre ele nu sint logic independente și pot fi demonstrate matematic pe baza altor relații considerate adevărate. Asemenea relații se numesc **teoreme**. Eliminând succesiv teoremele demonstrate, se ajunge în final la un grup de relații, propoziții, ecuații sau inecuații care sint logic independente și nu mai pot fi demonstrate cu ajutorul altora. În formularea lor cea mai generală ele se numesc **legi** și joacă rolul axiomelor din matematică. Stabilirea lor trebuie făcută operator, adică prin indicarea experimentelor care conduc la formulările propuse. Numărul lor este evident mai mic decît totalitatea relațiilor existente și independent de relațiile care se declară în concret drept legi.

Legile teoriilor macroscopice, de care s-a ocupat cu precădere prof. Răduleț, pot fi clasificate în **legi generale** independente de natură mediilor pentru care se enunță și **legi de material** dependente de natură acestora. Din punctul de vedere al principiului cauzalității legile se mai pot clasifica în **legi de stare** și **legi de evoluție**, după cum leagă mărimi în momente simultane sau în momente succesive. De regulă, legile de evoluție conțin derivate în raport cu timpul. Ansamblul structurat al mărimilor, legilor și teoremelor, constituie o teorie.

Se observă imediat că esența fizică a unei teorii este concentrată și numai în mărimile primitive și legile ei necesită o informație fizică minimală. Mărimile derivate și teoremele constituie partea redondantă a teoriei necesară în special aplicării ei, cit mai eficiente. Acum nu mai e greu de intuit care trebuie să fie logica expunerii și înțelegerii unei teorii, logică pe care prof. Răduleț a aplicat-o cu strălucire în expunerea cursului său de Bazele electrotehnicii, metodă care s-a generalizat nu numai în întreaga țară, ci și în multe universități de peste hotare. Observăm cu această ocazie că axiomatizarea teoriei electromagnetismului macroscopic i se datorește lui și că nici odată n-a fost mulțumit de ea, considerind că electromagnetismul are încă prea multe legi și că cel puțin cele de material pot fi reduse pe baza principiilor generale ale termodinamicii proceselor ireversibile. Nu e greu de intuit nici cheia enciclopedismului rădulețian bazat pe minimum de informație primitivă și pe maximum de exploatare logică deductivă.

O a doua parte a lucrărilor sale, cea mai vastă, se referă la cercetări de electromagnetism și electrotehnică, fiind legată nemijlocit de specialitatea sa de bază. Ea cuprinde lucrările în care conlucrarea dintre profesor și toți colaboratorii pe care i-a pregătit se manifestă cel mai evident. O analiză chiar sumară arată o anumită preferință pentru problemele de cîmp electromagnetic, dar nu lipsesc lucrări importante privind circuitele electrice.

Dintre subiectele majore abordate în aceste lucrări, pe primul loc trebuie amintit studiul cîmpului electromagnetic variabil în medii conductoare masive, care a debutat chiar cu teza sa de doctorat privind cuptoarele de inducție fără fier. Împreună cu el, sau sub îndrumarea sa, s-au elaborat numeroase lucrări privind încălzirea prin inducție, formarea electromagnetică, frînele de inducție, ecranarea electromagnetică, levitația electromagnetică, regimuri tranzitorii de cîmp etc. Numeroase lucrări din această categorie, au constituit temele unor valoroase teze de doctorat elaborate sub conducerea sa.

Formularea unei teorii generale a circuitelor cu efecte de cîmp și cu parametri tranzitorii realizată cu un grup dintre colaboratorii săi, a constituit o premisă importantă pentru studiul sistematic al sistemelor, cu o infinitate de grade de libertate, fiind aplicată și la conducția termică. În contextul acestor lucrări este prezentată în forma sa definitivă definiția elementului electromagnetic de circuit și teorema transmisiunii puterii electromagnetice pe la borne.

În esență, această frumoasă și elegantă teoremă arată care sint condițiile cele mai

generale în care fluxul vectorului Poynting printr-o suprafață închisă poate fi exprimat printr-o sumă de produse între curenți și tensiuni, punind astfel capăt unei vechi dispute dintre electricieni cu privire la căile pe care se „scurge” energia electromagnetică. Încă din timpul vieții sale, mulți dintre elevii săi au prezentat-o sub denumirea de **teorema lui Răduleț**. Credem că a sosit momentul ca această denumire să-i fie consacrată definitiv.

Reluind preocupări mai vechi privind propagarea pe linii electrice lungi, împreună cu un colaborator, a generalizat ecuațiile telegrafistilor, formulându-le pentru structuri bidimensionale, cu mari posibilități de aplicare în studiul circuitelor plate de microunde.

O a treia categorie de lucrări privește energetică și reflectă, evident, preocupările sale ca director al Institutului de energetică al Academiei RSR și participarea sa activă la elaborarea planurilor de electrificare a țării. În ele se vedește preocuparea permanentă pentru punerea în valoare și folosirea eficientă a resurselor energetice ale țării. Încă în anii '60, când resursele mondiale de energie păreau inepuizabile și se achiziționau la prețuri derizorii, la Institutul de energetică al Academiei RSR începea un vast program de studiu al proceselor de ardere și în acest context, arderea cărbunilor inferiori și a sisturilor bituminoase.

Preocupări de fond, la două extremități ale domeniului: utilizarea combustibililor cu slab conținut calorific și tematica magneto-hidrodinamicii ca nouă sursă de energie capabilă de a crește randamentul centralelor clasice, o cercetare de largă perspectivă pe care puține colective îndrăzneau să o abordeze.

Tot în acei ani, presimțind parcă criza energetică a anilor '70, a scris lucrarea „Temeiurile și perspectivele economice ale producerii directe de energie electrică” în care aborda frontal această problemă, căreia astăzi întreaga lume îi acordă importanța pe care o știm. A reprezentat țara și la Conferința mondială a energiei, punind o imensă pasiune pentru energetică, sub toate aspectele ei.

O a patra categorie de lucrări privește filozofia și metodologia științelor, domeniu pentru care avea nu numai pregătirea necesară, dar și o imensă rezonanță intelectuală și sufletească. Gustul pentru asemenea preocupări, pentru care avea o predispoziție naturală, i-a fost cizelat tot în timpul studiilor de la Timișoara și Zürich, așa cum mărturisea el însuși:

În lucrările sale de filozofie a științelor a elaborat probleme de logică și metodologie, de clasificare a cercetărilor științifice, utilizarea principiului cauzalității pentru detecția unor noi sisteme fizice, dialectica materialistă

ca metodologie generală a științelor fizico-chimice, creativitate, rutină și revoluție în activitățile umane etc.. Aceste lucrări îl situează printre cei mai profunzi gânditori contemporani ai acestei sfere de preocupări și nu întâmplător revista *Science of the Science* a academiei poloneze de științe l-a ales în comitetul ei redacțional.

Cu câțiva timp în urmă, într-o întâlnire pe care am avut-o la ICPE, profesorul Răduleț, la rugămintea noastră de a ne prezenta un ciclu de conferințe pentru inginerii tineri, ne-a propus o tematică care pur și simplu ne-a uluit prin complexitatea și frumusețea sa. Tematica aborda probleme de filozofie a științei, de metodică, de atitudine, adică tot ce trebuia să intre în instruirea specialistului anilor noștri, cu un bogat nivel de cunoștințe, cu o largă cultură interdisciplinară, capabile să-i permită abordarea celor mai dificile tematici. Din păcate, n-a mai rămas din acest proiect decât foaia pe care cu scrisul său atît de cunoscut, erau trecute titlurile conferințelor.

O ultimă categorie de lucrări cuprinde conferințe radiotelevizate sau publice, lecții la Universitatea cultural-științifică și studii privind educația adulților, căreia, în calitate de rector al acestei universități, i-a dedicat cu precădere activitatea din ultimii ani cu pasiune și talent, nu numai pentru propășirea materială, dar mai ales spirituală a poporului din care făcea parte.

Identificarea și clasificarea acestor lucrări, cele mai multe aflate în manuscris sau numai înregistrate, rămîne o sarcină de viitor, a cărei îndeplinire va permite o cunoaștere mai completă a personalității acestui mare om de știință.

Ca și Nicolae Iorga a înțeles răspunderea omului de știință de a-și educa poporul; ca marii gânditori ai anilor noștri a văzut în formele de studiu de masă, în cazul nostru ale Universității populare, căile spre un sistem educațional de masă, la nivelul de cunoștințe culturale și științifice ale epocii moderne.

Am lăsat la urmă evocarea activității sale din cadrul Comisiei Electrotehnice Internaționale (CEI), despre a cărei componentă enciclopedică am amintit. Ea se întinde pe mai bine de două decenii și constituie una dintre cele mai fructuoase și mai îndelungate activități depuse de o mare personalitate în cadrul acestei comisii celebre în care a fost vicepreședinte (1961—1964), președinte (1964—1967) și președinte al Comitetului nr. 1 de terminologie, cel mai vast și cel mai important comitet al CEI. Putem afirma, fără teama de a exagera, că de la W. Thomson (lordul Kelvin), care a fost primul președinte al CEI, puțini au fost președinții de talie comparabilă, unul dintre ei fiind, fără îndoială, Remus

Răduleț. Nu multe au fost personalitățile care și-au reprezentat țara și poporul cu atita strălucire pe plan internațional, cum a făcut-o Remus Răduleț. Activitatea sa tocmai în acest ultim și frământat deceniu, când a contribuit din plin la armonizarea limbajului electrotehnic internațional, în vederea înțelegerii reciproce a electrotehnicienilor, poate fi pe drept considerată ca o componentă a luptei pentru buna înțelegere între oameni, deci o luptă pentru pace.

Numeroase titluri științifice și funcții de răspundere i-au revenit în decursul anilor. Membru al Academiei de științe a RSR și vicepreședinte al ei, membru al Academiei de știință din Leipzig și New York, al Academiei Lumii Latine din Paris, deputat în Marea Adunare Națională a țării, savant consultat activ la Consiliul Național Pentru Știință și Tehnologie, care-l aprecia în mod deosebit pentru contribuțiile sale științifice de valoare. Academicianul Remus Răduleț s-a bucurat de înalte aprecieri ale activității sale, fiind decorat cu înalte distincții ale statului nostru.

Nu a fost organic niciodată capabil să refuze pe cineva și cu atât mai mult o sarcină încre-

dințată de obște, muncind de multe ori peste puterile sale fizice. Noi, cei care l-am cunoscut mai îndeaproape, îl situam întotdeauna „în glumă” într-un sistem de referință distinct, într-o mișcare apropiată de viteza luminii, astfel ca dilatarea relativistă a timpului să-i permită ducerea la bun sfârșit a sarcinilor pe care și le asuma. Condiția sa intelectuală și fizică (ultima aparentă din păcate) îndreptățeau o astfel de opinie de care părea el însuși convins. A dus o viață familiară exemplară, fiind secondat cu discreție și devotament de soția sa, Zoe Răduleț, care i-a vegheat nopțile și i-a însoțit drumurile, înțelegându-i destinul și pe care „ca și meșterul Manole” a zidit-o în opera sa.

Pilda vieții sale și opera sa ne rămân darurile cele mai de preț pe care ni le lasă acad. prof. dr. Remus Răduleț, a cărei dispariție neașteptată o deplângem și o resimțim acut.

Pentru o mai bună sistematizare, prezentăm în anexă câteva date biografice necomentate privind personalitatea sa, din care unele nu au fost menționate în expunerea de mai sus.

REMUS BAZILIU RĂDULEȚ

Date biografice cronologice

Date familiale:

- Data și locul nașterii : 3 mai 1904, Hendorf, în prezent Brădeni, județul Brașov.
- Părinții : Vasile Răduleț, Ana Răduleț, născută Dobre.
- Frații : Virgil, Letiția (Remus) și Livia, primii doi decedați.
- Soția : Zoe Răduleț (născută Coste).

Studii :

- 1909—1913 — Școala primară românească la Berivoli Mici cu învățătorul Matei Chiușdea.
- 1913—1914 — Școala primară germană de la Hendorf, învățător G. Schuster.
- 1914—1919 — Cursul inferior al liceului german din Sighișoara cu un an întrerupere (1917—1918) din cauza războiului.
- 1919—1923 — Cursul superior modern al liceului „Radu Negru” din Făgăraș. Bacalaureat real prin pregătire particulară.
- 1923—1927 — Studii superioare la Facultatea de electromecanică din Timișoara.

1927—6 dec — Susține diploma de inginer mecanic-electrician cu mențiunea foarte bine cu distincție.

1929—1930 — Specializare post-universitară la Școala Politehnică Federală din Zürich-Elveția, unde obține diploma de doctor în științe tehnice la 2 decembrie 1930.

Activitate didactică

- 1927—1928 — Asistent suplinitor la Politehnica din Timișoara.
- 1929—1930 — Doctorand la Zürich.
- 1931—1940 — Conferențiar suplinitor și subdirector al Politehnicii din Timișoara.
- 1940—1942 — Profesor suplinitor la Politehnica din Timișoara.
- 1942—1944 — Conferențiar suplinitor la Institutul politehnic din Timișoara.
- 1944—1946 — Conferențiar definitiv la Institutul politehnic din Timișoara.
- 1946—1951 — Profesor titular la Institutul politehnic din Timișoara.

- 1951—1974 — Profesor titular și șef de catedră la Institutul politehnic București.
1974—1984 — Profesor consultant la Institutul politehnic București.
1949—1951 — Profesor suplinitor la Universitatea București.
1951—1955 — Profesor titular și șef de catedră la Institutul de transporturi București.

Titluri academice

- Membru corespondent al Academiei RSR — 1955.
Membru titular al Academiei RSR — 1963.
Om de știință emerit al RSR — 1970.
Membru al Academiei Saxone din Leipzig — 1966.
Membru al Academiei Lumii Latine din Paris — 1971.
Membru al Academiei de Științe din New York — 1979.

Funcții de conducere în țară

- Director al Institutului de energetică al Academiei RSR (1956—1968).
Președinte al Secției de Științe tehnice al Academiei RSR (1963—1966).
Vicepreședinte al Academiei RSR (1965—1974).
Vicepreședinte al Consiliului Național Pentru Știință și Tehnologie.
Rector al Universității cultural-științifice din București (1964—1984).

Funcții obștești în țară

- Deputat în Marea Adunare Națională — circ. Arad Est (1965—1969).
Deputat în Marea Adunare Națională — circ. Buziaș (1969—1973).

Funcții de conducere peste hotare

- Vicepreședinte al CEI (reprezentând România) (1961—1964).
Președinte al CEI (1964—1967).
Președinte al Comitetului de studii nr. 1 de terminologie al CEI (1970—1981).
Membru al colectivului central de conducere (staf) al CEI (1961—1984).

Distincții

- Ordinul Muncii clasa a III-a — 13 septembrie 1953.
Ordinul Muncii clasa a II-a — 1957.
Ordinul Muncii clasa a I-i — 26 mai 1964.
Ordinul „Meritul Științific” clasa a I-i — 26 septembrie 1966.
Om de știință emerit — 26 iunie 1970.
Ordinul „Tudor Vladimirescu” clasa a II-a — 9 mai 1972.

Prof. dr. doc. ing. *Andrei Țugulea*
decanul Facultății de electrotehnică
Institutul politehnic — București

Dr. ing. *Florin Teodor Tănăsescu*
directorul Institutului de cercetări pentru
industria electrotehnică (ICPE) — București

Funcții obștești în țară
Deputat în Marele Adunare Națională — circ.
Arad Est (1965—1969).
Deputat în Marele Adunare Națională — circ.
Buzău (1969—1973).

Funcții de conducere peste hotare
Vicepreședinte al C.E.I. (reprezentant România)
(1961—1964).
Președinte al C.E.I. (1964—1967).
Președinte al Comitetului de studii nr. 1 de
terminologie al C.E.I. (1970—1981).
Membru al colectivului central de conducere
(stat) al C.E.I. (1961—1981).

Distingii

Ordinul Muncii clasa a III-a — 13 septembrie
1953.
Ordinul Muncii clasa a II-a — 1957.
Ordinul Muncii clasa a I-a — 26 mai 1964.
Ordinul „Mărilor Științifice” clasa a I-a — 26
septembrie 1966.
Ordin de știință emise — 26 iunie 1970.
Ordin „Tudor Vladimirescu” clasa a II-a
— 9 mai 1972.

Prof. dr. doc. ing. Andrei Tăbăraș
decanal Facultății de electronica
Institutul politehnice — București
Dr. ing. Florin Teodor Tăbăraș
directorul Institutului de cercetări pentru
industria electronică (I.P.E.) — Bucu-
rești

1951—1971 — Profesor titular și șef de catedră la Institutul politehnice București.
1974—1984 — Profesor consultant la Institutul politehnice București.
1949—1951 — Profesor suplimentar la 1 nivel științific București.
1951—1955 — Profesor titular și șef de catedră la Institutul de transport București.

Titluri academice

Membru corespondent al Academiei RSR — 1957.
Membru titular al Academiei RSR — 1963.
Ordin de știință emise al RSR — 1970.
Membru al Academiei Științelor din Leipzig — 1966.
Membru al Academiei Științelor din Paris — 1971.
Membru al Academiei de Științe din Zew York — 1970.

Funcții de conducere în țară

Director al Institutului de cercetări al Academiei RSR (1956—1968).
Președinte al Secției de Științe tehnice al Academiei RSR (1963—1966).
Vicepreședinte al Academiei RSR (1967—1974).
Vicepreședinte al Comitetului Național pentru Știință și Tehnologie.
Rector al Universității culturale științifice din București (1964—1981).

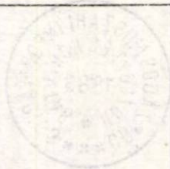
Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Mașini-Unelte, Electrotehnică și Electronică apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București,

Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695
plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26



Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”,
București, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 2245







1984 NOV 27

E2040



04

(Elektrotechn
Seadni)

Energ. Victor

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 28 • NR. 3 • OCTOMBRIE 1984

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 28 Nr. 3 octombrie 1984

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.316.5 : 621.3.018.21

CONTACT METAL-SEMICONDUCTOR STRAT INTERFACIAL

Dascălu, D. : O nouă formulare a contactului metal-semiconductor în prezența unui strat interfacial.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 93

Lucrarea demonstrează faptul că măsurarea capacității de barieră și a factorului de idealitate permite obținerea anumitor informații privind starea interfeței.

CZ 621.793 : 537.311.3

SISTEME DE METALIZARE INTERFAȚA METAL-SEMICONDUCTOR

Brezeanu, Gh. ș.a. : Sisteme de metalizare pentru dispozitive de înaltă frecvență.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 97

Lucrarea prezintă rezultatele investigațiilor făcute pe două sisteme de metalizare: Ti—Ag și Ti—Al. Investigațiile pe structuri metalizate cu Ti—Ag au arătat că geometria interfeței își păstrează integritatea și proprietățile indiferent de grosimea Ti și/sau sinterizare și nu depinde de prezența Ag. La metalizarea Ti—Al sînt posibile interacțiuni Al/Si. Măsurători statistice pe tranzistoare BF cu grosimi ale Ti între 1 000—1 500 Å, sinterizate la 460—480°C, 10 minute, au arătat o reproductibilitate excelentă pentru parametrii statici (β , V_{CEO} , V_{BE}).

CZ 621.317 : 621.86.078.7

LIMITATOR DE MOMENT PENTRU MACARALE APROXIMAREA CURBELOR TENSIUNII PRESCRISE

Tiponuf, V., Kissgeorghe, Z. : Limitator electronic de moment pentru macarale cu braț telescopabil.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 102

În lucrare se propune un nou tip de limitator electronic de moment, la care aproximarea curbelor tensiunii prescrise se face prin variații în trepte. Sînt evidențiate, totodată, avantajele pe care le comportă dispozitivul elaborat.

CZ 621.377 : 621.374

FUNCȚII TRIGONOMETRICE ȘI HIPERBOLICE DUBLĂ PRECIZIE VIRGULĂ MOBILĂ MICROPROCESOARE DE 8 BIȚI

Taloiu, V. : Algoritmi de calcul în dublă precizie ai funcțiilor trigonometrice și hiperbolice implementați pe sisteme de calcul utilizînd microprocesoare de 8 biți.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 105

Lucrarea prezintă algoritmi de calcul ai funcțiilor trigonometrice și hiperbolice, cu o precizie de 14 cifre zecimale, implementați pe microprocesoare de 8 biți. Subprogramele respective fac parte dintr-o bibliotecă dublă precizie compatibilă cu sistemele Felix, M18 și M118.

CZ 681.3

REȚELE DE CALCULATOARE ALGORITM DE CALCUL

Stăicuț, E. : Dirijarea adaptivă a datelor în rețelele de calculatoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 109

În lucrare se prezintă un algoritm de dirijare adaptivă a datelor dintr-o rețea de calculatoare cu comutație de pachete, asigurînd transmiterea datelor pe calea care asigură cel mai mic timp de întîrziere. Algoritmul propus este adaptiv, în sensul că tabelele de dirijare a datelor sînt actualizate în mod automat la căderea și repararea liniilor și/sau nodurilor. De asemenea, în alegerea căii de transmitere a datelor se ține seama de încărcarea rețelei în acel moment de timp. În final se arată că traficul suplimentar introdus în rețea de algoritmul propus, nu reduce semnificativ capacitatea de transmitere a rețelei, contribuind la creșterea fiabilității și disponibilității rețelei.

CZ 621.3.042 : 621.317.3

CAP MAGNETIC INTEGRAT CIRCUIT MAGNETIC DISTRIBUIT

Ciureanu, P., Korony, Gh. : Analiza eficienței inductanței unui cap magnetic integrat.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 116

Se deduc expresiile analitice ale eficienței și inductanței unui cap magnetic integrat cu trei regiuni în secțiune longitudinală, utilizînd un model generalizat cu circuit magnetic distribuit. Se optimizează geometria dispozitivului pe baza analizei pe calculator a eficienței și inductanței, în funcție de cinci parametri geometrici ai secțiunii, considerați variabile independente.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BATRINA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOTAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CALIN ; prof. dr. ing. V. CATUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DOREA ; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.316.5 : 621.3.018.2

КОНТАКТ МЕТАЛЛ — ПОЛУПРОВОДНИК ИНТЕРФЕЙСНЫЙ СЛОЙ

Даскэлу, Д.: Новая формировка контакта металл — полупроводник при наличии интерфейсного слоя.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 3, окт. 1984, стр. 93

Работа представляет тот факт, что изменение барьерной ёмкости и коэффициента идеальности, позволяет получение определенных информации о состоянии интерфейса.

УДК 621.793: 537.311.3

СИСТЕМЫ МЕТАЛЛИЗАЦИИ ИНТЕРФЕЙС МЕТАЛЛ-ПОЛУПРОВОДНИК

Брежню, Г. и др.: Системы металлизации для высокочастотных устройств.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 3, окт. 1984, стр. 97

В работе представляются результаты исследований проводимых по двум системам металлизации — и металлизированной системы на основе — показывающие, что геометрия интерфейса сохраняет свою целостность и свойства независимо от толщины и/или спекания и не зависят от наличия Ag. При металлизации Ti—Al возможны взаимодействия Al—Si.

Статистические изменения на транзисторах толщинами T между 1000—1500 Å, спеченными при 460—480°C, в течении 10 мин, показывали хорошую воспроизводимость для статических параметров (β , V_{CEO} , V_{BE}).

УДК 621.317; 621.86.078.7

МОМЕНТНЫЙ ОГРАНИЧИТЕЛЬ ДЛЯ КРАНОВ АПРОКСИМАЦИЯ КРИВЫХ ЗАДАНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Типоунц, В., Киссгеорге, З.: Электронный моментный ограничитель для кранов с телескопической погрузочной стрелой.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 3, окт. 1984, стр. 102

В работе представляется новый тип моментного электронного ограничителя, для которого аппроксимация кривых заданных напряжений осуществляется по 6м ступенчатым изменениям.

Одновременно выявляются преимущества представляющие разработанным устройством.

УДК 621.377: 621.374

ФУНКЦИИ ТРИГОНОМЕТРИЧЕСКИЕ И ГИПЕРБОЛИЧЕСКИЕ ДВОЙНАЯ ТОЧНОСТЬ, ПЛАВАЮЩАЯ ЗАПЯТАЯ МИКРОПРОЦЕССОРЫ НА 8 БИТТ

Татою, В.: Расчётные алгоритмы в двойной точности тригонометрических и гиперболических функций вне-

дренных на вычислительные системы с применением микропроцессоров на 8 Битт.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 3, окт. 1984, стр. 105

В работе представляются расчётные алгоритмы тригонометрических и гиперболических функций точности 14 десятичных цифр, внедренных на микропроцессоры 8 Битт. Соответствующие подпрограммы включаются в библиотеку двойной точности совместимой с системами типа Felix M 18 и M 118.

УДК 681.3

СЕТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН (ЭВМ) РАСЧЕТНЫЙ АЛГОРИТМ

Стайкуц, Е.: Адаптивное управление данными в сетях ЭВМ.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 3, окт. 1984, стр. 109

В работе представляется алгоритм адаптивного управления данными в сети ЭВМ с пакетной коммутацией, обеспечивая передачу данных по пути обеспечивающего кратчайший срок задерживания. Предложенный алгоритм адаптивного типа, причём таблицы управления данных автоматически актуализируются при падении и ремонте линий и/или узлов. Также, при выборе путей передачи данных, учитывается загрузка сети в данном моменте. В конце отмечается, что дополнительная связь, включенная в сеть предложенным алгоритмом, не приводит к значительному сокращению способности пропускания сети, способствуя повышению надежности и ресурсов сети.

УДК 621.3.042 : 621.317.3

МАГНИТНЫЙ КУРС, ВСТРОЕННЫЙ ЦЕПЬ МАГНИТНАЯ РАСПРЕДЕЛЕННАЯ

Чурану, П., Корони, Г.: Анализ эффективности индуктивности встроенного магнитного курса.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 3, окт. 1984, стр. 116

Выводятся аналитические выражение эффективности индуктивности встроенного магнитного курса с тремя участками поперечного сечения, применяя общий образец с распределительной магнитной цепью. Оптимизируется геометрия устройства на основе анализа при помощи ЭВМ, эффективности и индуктивности, в зависимости от пяти геометрических параметров сечения, которые считаются независимые переменные.

INHALT

DK 621.316.5 : 621.3.081.21

METALL-HALBLEITER KONTAKT SCHICHT DER COPPLUNGSSTELLE

Dascălu, D.: Eine neue Formulierung des metall-Halbleiter Kontaktes in der gegenwert einer schicht mit Kopplungsstelle.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 3, oct 1984, S. 93

Die Arbeit beweist, dass das Messen der Sperrkapazität und des Idealitätsfaktors, das Erhalten bestimmter Informationen bezüglich des Kopplungsstellenzustandes erlaubt.

DK 621.793 : 537.311.3

METALLISIERUNGSSYSTEME METALL KOPPLUNGSSTERLBE-HALBLEITER

Brezeanu, Gh. u.a.: Metallisierungssysteme für Hochfrequenz einrichtungen.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 3, oct 1984, S. 97

Die Arbeit stellt die Ergebnisse der auf zwei Metallisierungssysteme erhaltenen Durchführungen: Ti—Ag und Ti—Al. Die Durchführungen der metallisierten Strukturen mit Ti—Ag zeigten, dass die geometrie der Kupplungsstelle ihre Integrität und Eigenschaften der behalten, ohne auf die Dicke der Ti und sintern Reicksicht nehmen und die hängen ebenfalls nicht von Ag ab. Bei der Metallisierung der Ti—Al sind Interaktionen Al/Si möglich.

Statistische Messungen der Transistoren BF mit einer Dicke der Ti zwischen 1 000—1 500 gesintert bei 460—480°C. Während der 10 Minuten zeigten sie eine ausgezeichnete Wiederholbarkeit für die statistischen Parameter (B , V_{CEO} , V_{BE}).

DK 621.317 : 621.86.078.7

AUGENBLICKBEGRENZER FÜR KRÄNE KURVENANNÄHERUNG DER VORGEWÄHLTEN SPANNUNGEN

Tiponuf, V., Kissgheorghe, Z.: Elektronischer Augenblickbegrenzer für Kräne mit teleskopischem Hebel.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 3, oct 1984, S. 102

In der Arbeit wird ein neuer Typ des elektronischen Augenblickbegrenzer vorgestellt, bei dem die Kurvenannäherung der vorgewählten Spannungen mit Stufenvariationen erhaltbar ist. Gleichfalls werden die Vorteile dieser Einrichtung dargestellt.

DK 621.377 : 621.374

TRIGONOMETRISCHE UND HIPERBOLISCHE FUNKTIONEN DOPPELTE PRÄZISION UND EINSTELLBARES KOMMA MIKROPOZESSOREN MIT 8 BIT

Tatoiu, V.: Rechenalgorithmen mit doppelter Präzision der trigonometrischen und hiperbolischen Funktionen implementiert auf Rechensysteme wobei Mikroprozessoren von 8 Bit verwendet werden.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 3, oct 1984, S. 105

Die Arbeit stellt Rechenalgorithmen der trigonometrischen und hiperbolischen Funktionen dar, mit einer Genauigkeit von 14 zehnerzahlen, implementiert auf Mikroprozessoren mit 8 Bit. Die bestimmten Unterprogramme befinden sich in einer Bibliothek mit doppelter Genauigkeit die mit den Systemen Felix M 18 und M 118 verträglich ist.

DK 681.3

RECHENNETZE RECHENALGORITHMEN

Stăicuț, E.: Adaptive Datenführung in den Rechenetzen.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 3, oct 1984, S. 109

In der Arbeit wird ein Algorithmus mit adaptiver Datenführung im Rechenetz mit Paketschaltung, wobei die Datenübertragung der kleinsten Verspätungszeit gesichert wird, dargestellt. Der vorgewählte Algorithmus ist adaptiv, d.h. dass die Führungstabellen der Daten in automatischer Weise beim reparieren und Fallen der Linien und/oder Knoten erneut werden.

Gleichfalls bei der Wahl der Übertragungswege der Daten nimmt man Rücksicht auf die Belastung des Netzes in demjenigen Zeitmoment. Schliesslich zeigt man, dass der zusätzliche Verkehr aus dem vorgewählten Algorithmennetzes die Netzübertragungskapazität nicht reduziert, so dass sie beim Wachsen der Netzzuverlässigkeit und Netzdargebot führt.

DK 621.3.042 : 621.317.3

INTEGRIERTER-MAGNETISCHER KOPF VERBEILTER MAGNETISCHER KREISLAUF

Ciureanu, P., Korony, G.: Analyse der Leistungsfähigkeit der Induktanz eines integrierten magnetischen Kopfes.

E.E.A.—Automatica și electronica 28, nr. 3, oct 1984, S. 116

Es werden die analytischen Darstellungen der Leistungsfähigkeit und der Induktanz eines integrierten magnetischen Kopfes mit drei Längsquerbereiche dargestellt, wobei man ein einheitliches Modell mit verteiltem magnetischem Kreislauf verwendet.

C O N T E N T S

DC 621.316.5: 621.3.081.21

METAL — SEMICONDUCTOR CONTACT INTERFACE LAYER

Dasălu, D.: A new formula for the metal-semiconductor with an interface layer.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct. 1984, p. 93

The present paper insists on the fact that the barrier capacity measurement and the ideality factor allows several information on the interface.

DC 621.793: 537.311.3

METALLIZING SYSTEMS METAL — SEMICONDUCTOR INTERFACE

Brezeanu, Gh.: Metallizing systems for high frequency devices

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 97.

The paper presents the results of several researches on two metallizing systems: Ti—Ag and Ti—Al. Researches on metallized Ti—Ag structures have shown that the interface geometry preserves its integrity and properties regardless on the Ti thickness or sinterization, not depending on the Ag layer. During the Ti—Ag metallisation several Al/Si interactions are possible. Statistic measurements on BF transistors have shown an excellent reproducibility for the static parameters; (β , V_{CEO} , V_{BE}) for a Ti layer thickness of 1000—1500 sinterized at 460—480°C for 10 minutes.

DC 621.317: 621.86.078.7

MOMENT LIMITER FOR CRANES APPROXIMATION OF PRESCRIBED VOLTAGE CURVES

Tiponuf, V., Kissgeorghe, Z.: Moment electronic limiter for telescoped arm cranes.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 102

The paper introduces a new type of moment electronic limiter, that approximates the prescribed voltage curves by step variations. Several advantages are pointed out for this device.

DC 621.377: 621.374

TRIGONOMETRIC AND HYPERBOLIC FUNCTIONS DOUBLE PRECISION, UNSTABLE COMMA 8 BITS MICROPROCESSORS

Tatou, V.: Calculating algorithms with double precision of trigonometric and hyperbolic functions implemented on calculating systems with 8 bits microprocessors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 105

The paper presents the calculating algorithms of trigonometrical and hyperbolic functions with a 14 digits approximation, implemented on 8 bits microprocessors.

The respectiv sub-programes are part of a double precision library compatible with the Felix M 18 and M 118 systems.

DC 681.3

COMPUTER NETWORKS CALCULATING ALGORITHMS

Stăicuț, E.: Adaptive control of data in the computer networks.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 109

The paper presents a data adaptive control algorithm in a computer network with package commutation thus providing for data transmission in the shortest delay time.

The proposed algorithm is adaptive as the data control tables are automatically dated upon lines or nodes falling or refair.

In the data transmission choosing, they take into account network charging at that time. Finally, it is shown that supplementary traffic introduced in the network by the proposed algorithm doesn't significantly reduce the network transmission capacity, thus contributing to the network reliability and availability increase.

DC 621.4.042

INTEGRATED MAGNETIC HEAD DISTRIBUTED MAGNETIC CIRCUIT

Ciureanu, P., Korony, Gh.: Analysis of inductance in an integrated magnetic head.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 116

Several analitical formula are presented for the efficiency and inductance of an integrated magnetic head with three longitudinal section regions, using a generalized model with distributed magnetic circuit.

The device geometry is optimized on the bases of computer analysis of efficiency and inductance, depending on 5 geometric parameters of the section, considered as independent variables.

SOMMAIRE

CD 621.316.5 : 621.3.018.21

CONTACT MÉTAL — SEMICONDUCTEUR COUCHE D'INTERFACE

Dascălu, D. : Une nouvelle variante de contact métal — semi-conducteur en présence d'une couche d'interface.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 93

Cet ouvrage démontre le fait que la mesure de la capacité e barrière et du facteur d'idéalité permet l'obtention de certaines informations sur l'état de l'interface.

CD 621.793 : 537.311.3

SYSTEMES DE MÉTALLISATION INTERFACE MÉTAL-SEMICONDUCTEUR

Brezeanu, Gh. et au. : Systèmes de métallisation pour dispositifs de haute fréquence.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 97

L'ouvrage présente les résultats des investigations effectuées sur deux systèmes de métallisation : Ti—Ag et Ti—Al. Les études concernant les structures métallisées à Ti—Ag ont montré que la géométrie de l'interface garde l'intégrité et les propriétés indifféremment de l'épaisseur de la couche de Ti et/ou du frittage, ne dépendant pas de la présence de l'argent. Pour la métallisation Ti—Al sont possibles des interactions Al/Si. Les mesures statistiques sur des transistors de basse fréquence à épaisseurs de la couche de Ti entre 1000 et 1500 Å frittés à 460—480 degrés C, 10 minutes, ont montré une reproductibilité excellente pour les paramètres statiques (β , V_{CE0} , V_{BE}).

CD 621.317 : 621.86.078.7

LIMITEUR DE MOMENT POUR LES GRUES APPROXIMATION DES COURBES DE LA TENSION PRÉÉTABLIE

Tiponeu, V., Kissgheorghie, Z. : Limiteur électronique de moment pour grues à bras téléscopable.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 102

Dans cet ouvrage on propose un nouveau type de limiteur électronique de moment pour lequel l'approximation des courbes de la tension préétablie et réalisée par variations par étapes. On souligne à la fois les avantages que le dispositif élaboré comporte.

CD 621.377 : 621.374

FONCTIONS TRIGONOMÉTRIQUES ET HYPERBOLIQUES DOUBLÉ PRÉCISIONS VIRGULE FLOTTANTE MICROPROCESSEURS DE 8 BITS

Tatoiu, V. : Algorithmes de calcul à double précision des fonctions trigonométrique et hyperboliques implémentés sur des systèmes de calcul utilisant des microprocesseurs de 8 bits.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 105

L'ouvrage présente les algorithmes de calcul des fonctions trigonométriques et hyperbolique à une précision de 14 chiffres décimaux implémentés sur des microprocesseurs de 8 bits. Les sous-programmes respectifs font partie d'une bibliothèque de double précision compatible avec les systèmes Felix MIS și MIIS.

CD 681.3

RÉSEAUX D'ORDINATEURS ALGORITHME DE CALCUL

Stăicuț, E. : Conduite adaptative des données dans les réseaux d'ordinateurs.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 109

Dans cet ouvrage on présente un algorithme de conduite adaptative des données dans un réseau d'ordinateurs à commutation de paquets assurant la transmission des données sur la voie qui donne le plus petit temps de retard. L'algorithme proposé est adaptatif au sens que les tableaux pour la conduite des données sont mis à jour automatiquement à la chute et au repérage des lignes et/ou des noeuds. Pour choisir la voie de transmission des données on tient compte également de la charge du réseau à ce moment. Finalement on montre que le trafic supplémentaire introduit dans le réseau par l'algorithme proposé ne réduit pas considérablement la capacité de transmission du réseau, contribuant à l'optimisation de la fiabilité et la disponibilité du réseau.

CD 621.3.042 : 621.317.3

TÊTE MAGNÉTIQUE INTÉGRÉE CIRCUIT MAGNÉTIQUE DISTRIBUÉ

Ciureanu, P., Korony, Gh. : Analyse de l'efficacité de l'inductance d'une tête magnétique intégrée.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 28, nr. 3, oct 1984, p. 116

On déduit les expressions analytiques de l'efficacité et de l'inductance d'une tête magnétique intégrée à trois zones de section longitudinale, utilisant un modèle généralisé à circuit magnétique distribué. On optimise la géométrie du dispositif moyennant l'analyse sur calculateur de l'efficacité et de l'inductance en fonction de cinq paramètres géométriques de la section pris pour variables indépendantes.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Mașini-Unelte, Electrotehnică și Electronică apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București,

Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695
plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal
pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu,
nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.7.02.01
BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual
pentru unități industriale și instituții ca și pentru
persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decât
abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „LEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66, P.O.B. — 2001, — Telex 01.12.26



Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”,
București, str. Brezoianu nr. 23-25. c. 2556

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

CZ 538.3 : 537.212

CONTACT METAL-SEMICONDUCTOR
STRAT INTERFACIAL

O nouă formulare a teoriei contactului metal-semiconductor în prezența unui strat interfacial

DAN DASCĂLU* – BUCUREȘTI

Introducere

Teoria contactului metal-semiconductor (CMS) cu un strat izolant la interfață a fost dezvoltată de Cowley și Sze [1] încă din 1965 și s-a menținut, cu modificări minore, în literatură [2, 3]. Verificarea riguroasă a acestei teorii nu este o problemă simplă. S-a observat de la început că nu se poate discerne efectul stratului de suprafață de cel al stărilor de la suprafața semiconductorului. Frecvent, s-a căutat extragerea unor informații privind stările de suprafață făcând presupuneri în legătură cu proprietățile stratului interfacial (care este aproape imposibil de caracterizat prin măsurători directe).

Teoria CMS cu strat interfacial a revenit recent în actualitate. Utilizarea unui strat interfacial cu proprietăți controlabile permite modificarea înălțimii barierei. Se pot ameliora parametrii unei celule solare de tip CMS prin introducerea unui izolant foarte subțire la interfață.

După părerea noastră versiunea „clasică” a teoriei [1, 2] cu adăugarea ulterioară a efectului sarcinii fixe la suprafață, nu este cea mai adecvată pentru compararea cu experiența. Este o formulare mai puțin fericită care nu separă efectele „de interfață” de cele de volum și îngreunează înțelegerea și utilizarea rezultatelor teoretice.

Reformularea teoriei prezentată în lucrarea de față are la bază următoarele observații:

a — specificarea condiției la limită a ecuației Poisson la suprafața semiconductorului duce la evidențierea parametrilor care descriu global „interfața” din punct de vedere electrostatic (bariera „de benzi netede” și coeficientul de variație al barierei cu câmpul la suprafață);

b — manipularea algebrică comodă (și cu interpretare intuitivă) a electrostaticii contactului se face în termenii unor lungimi (teorie normată).

1. Modelul „clasic” al CMS cu strat de interfață

În această lucrare se reia modelul CMS cu strat izolant subțire la interfață [1, 2] cu includerea efectului sarcinii la interfața cu semiconductorul (densitate $Q_s > 0$) [3] și a efectului ecranării electrostatice în metal [4].

Modelul este explicat cu referire în figura 1.

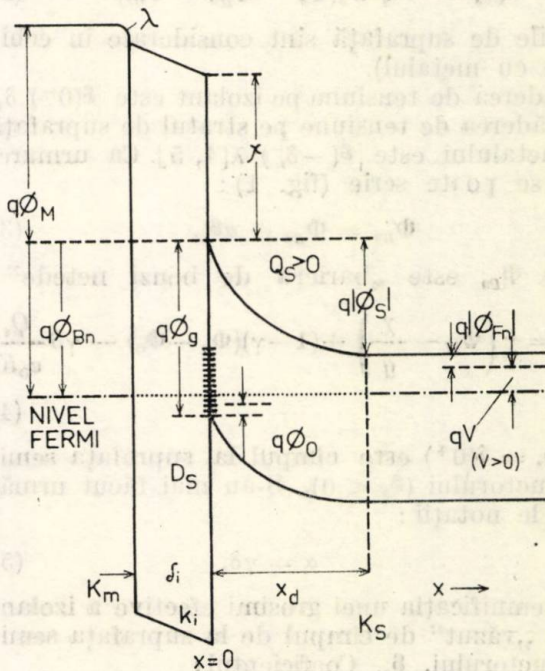


Fig. 1

Diagrama de benzi a sistemului metal-izolant-semiconductor indică:

- energia de ieșire a electronilor din metal, Φ_M ;
- afinitatea semiconductorului pentru electroni, χ ;
- bariera energetică „văzută” de electronii injectați din metal în semiconductor, Φ_{Bn} (izolantul, foarte subțire, câteva grosimi atomice, este considerat permeabil pentru electroni);

* Institutul politehnic — București.

— poziția nivelului Fermi care asigură neutralitatea suprafeței semiconductorului, Φ_0 ;
 — tensiunea aplicată din exterior, V (metal față de semiconductor, pe figură este reprezentat cazul $V > 0$);
 — distanța între nivelul Fermi din volumul semiconductorului n și banda de conducție, Φ_{Fn} ;
 — potențialul suprafeței, Φ_s (măsurat în raport cu volumul semiconductorului, $\Phi_s < 0$);
 — grosimea izolanului, δ_i ;
 — grosimea regiunii de sarcină spațială, x_d ;
 — adâncimea de pătrundere a cîmpului în metal (ecranare electrostatică), λ ;
 — densitatea stărilor de suprafață (pe unitatea de suprafață și unitatea de energie), D_s ;
 — densitatea sarcinii fixe de la interfața izolant-semiconductor, Q_s .

Constantele dielectrice (statice) ale metalului, izolanului și semiconductorului sînt: K_m , K_i și K_s .

La interfața izolant-semiconductor (teorema Gauss):

$$\varepsilon_0 K_s \mathcal{E}(0^+) - \varepsilon_0 K_i \mathcal{E}(0^-) = Q_s + Q_{ss}, \quad (1)$$

iar:

$$Q_{ss} = -q^2 D_s (\Phi_g - \Phi_{Bn} - \Phi_0), \quad (2)$$

(stările de suprafață sînt considerate în echilibru cu metalul).

Căderea de tensiune pe izolant este $|\mathcal{E}(0^-)| \delta_i$, iar căderea de tensiune pe stratul de suprafață al metalului este $|\mathcal{E}(-\delta_i)| \lambda$ [4, 5]. Ca urmare, Φ_{Bn} se poate scrie (fig. 1):

$$\Phi_{Bn} = \Phi_{Bo} + \alpha \mathcal{E}_s, \quad (3)$$

unde Φ_{Bo} este „bariera de benzi netede”:

$$\Phi_{Bo} = \gamma \left(\Phi_M - \frac{\lambda}{q} \right) + (1 - \gamma) (\Phi_g - \Phi_0) - \gamma \delta \frac{Q_s}{\varepsilon_0 K_s} \quad (4)$$

iar $\mathcal{E}_s = \mathcal{E}(0^+)$ este cîmpul la suprafața semiconductorului ($\mathcal{E}_s < 0$). S-au mai făcut următoarele notații:

$$\alpha = \gamma \delta, \quad (5)$$

are semnificația unei grosimi efective a izolanului „văzut” de cîmpul de la suprafața semiconductorului, $\mathcal{E}_s$. Coeficientul:

$$\gamma = \frac{\varepsilon_0 K_i}{\varepsilon_0 K_i + q^2 \delta_i' D_s}, \quad (6)$$

exprimă efectul de ecranare al stărilor de suprafață ($\gamma = 1$ pentru $D_s = 0$). Mărimea:

$$\delta_i' = \delta_i + \frac{K_i}{K_m} \lambda, \quad (7)$$

este o grosime a izolanului corectată de efectul de pătrundere a cîmpului electric în metal

(ecranare electrostatică, $\lambda = 0,5 \text{ \AA}$ [4]). În sfîrșit:

$$\delta = \frac{K_s}{K_i} \delta_i'. \quad (8)$$

Formula (3) arată o dependență liniară a barierei de cîmpul de la suprafața semiconductorului, $\mathcal{E}_s$. Dacă distribuția în energie a stărilor de suprafață nu mai este uniformă, dependența devine neliniară. Relațiile (1)–(8) nu sînt noi; importantă este însă sublinierea că bariera depinde de numai doi parametri ai interfeței, Φ_{Bo} și α . Consecința practică este următoarea: bariera „de benzi netede” Φ_{Bo} , este o mărime mult mai adecvată problemei decît bariera la tensiune zero sau potențialul de difuzie (Φ_s) la $V = 0$, mărimi utilizate în teoria clasică.

În fine, o altă posibilitate de desprindere de formularea clasică este explicitarea condiției la limită pentru semiconductor. Pentru contactul metal-semiconductor din figura 1 se poate scrie relația:

$$(\Phi_{Fn} < 0, \Phi_s < 0), \quad \Phi_{Bn} = V - \Phi_{Fn} - \Phi_s. \quad (9)$$

Din relațiile (3) și (9) se obține:

$$\Phi_s + \alpha \mathcal{E}_s = V - \Phi_{Bo} - \Phi_{Fn}, \quad (10)$$

unde:

$$\Phi_s = \Phi \Big|_{x=0}, \quad \mathcal{E}_s = - \frac{d\Phi}{dx} \Big|_{x=0^+}. \quad (11)$$

Ca urmare, potențialul din semiconductor $\Phi = \Phi(x)$ trebuie să satisfacă condiția la limită (10) care implică atît funcția, cit și prima ei derivată.

2. Teoria normalizată pentru semiconductorul uniform dopat

Se va considera cazul particular al semiconductorului n uniform dopat (concentrație N_D). În limitele aproximației de golire, distribuția de potențial din semiconductor este parabolică:

$$\Phi(x) = \Phi_s \left(1 - \frac{x}{x_d} \right)^2, \quad \Phi_s < 0, \quad (12)$$

unde x_d este grosimea regiunii de barieră. Conform teoremei Gauss cîmpul la suprafață, în semiconductor este:

$$\mathcal{E}_s = - \frac{d\Phi}{dx} \Big|_{x=0} = \frac{2\Phi_s}{x_d} = - \frac{q N_D x_d}{\varepsilon_0 K_s}. \quad (13)$$

Pentru teoria normată care se dezvoltă în continuare, pe baza relațiilor (10)–(13), mă-

rimea-cheie este grosimea regiunii de sarcină spațială, x_d . Calcule elementare duc la:

$$\bar{x}_d = \frac{x_d}{x_{d0}} = (1 + \bar{\alpha}^2)^{1/2} - \bar{\alpha}, \quad (14)$$

unde x_{d0} este grosimea regiunii de sarcină spațială calculată cu $\alpha = 0$ (deci ignorând variația barierei cu cimpul la suprafață):

$$x_{d0} = x_d \Big|_{\alpha=0} = \left[\frac{2\varepsilon_0 K_s}{qN_D} (\Phi_{B0} + \Phi_{Fn} - V)^{1/2} \right], \quad (15)$$

iar:

$$\bar{\alpha} = \frac{\alpha}{x_{d0}}, \quad (16)$$

De obicei, $x_{d0} \gg \alpha$ și cu $\bar{\alpha} \ll 1$:

$$\bar{x}_d \cong 1 - \bar{\alpha}, \quad (17)$$

deci dependența barierei de cimp ($\alpha \neq 0$) provoacă o ușoară „contractie” a regiunii de sarcină spațială.

Similar, potențialul suprafeței poate fi scris sub forma normată:

$$\bar{\Phi}_s = \frac{\Phi_s}{\Phi_{s0}} = (\bar{x}_d)^2 = \bar{\Phi}_s(\bar{\alpha}), \quad (18)$$

$$\Phi_{s0} = \Phi_s \Big|_{\alpha=0} = -\frac{qN_D x_{d0}^2}{2\varepsilon_0 K_s} = V - \Phi_{B0} - \Phi_{Fn}. \quad (19)$$

Reducerea barierei datorită cimpului la suprafață ($\Phi_s < 0$) este:

$$\Delta\Phi_{Bn} = \Phi_{B0} - \Phi_{Bn} = -\alpha\Phi_s = \alpha|\Phi_s| = \frac{2\alpha|\Phi_s|}{x_d} \quad (20)$$

și, ca urmare:

$$\Delta\bar{\Phi}_{Bn} = \frac{\Delta\Phi_{Bn}}{|\Phi_{s0}|} = 2\bar{\alpha}\bar{x}_d = \Delta\bar{\Phi}_{Bn}(\bar{\alpha}). \quad (21)$$

Dependența barierei de tensiunea aplicată apare atît în intermediul lui $|\Phi_{s0}|$, cit și al variabilei $\bar{\alpha} = \alpha/x_{d0}$, $x_{d0} = x_{d0}(V)$.

Pentru ilustrare, tabelul 1 prezintă rezultatele unor calcule numerice:

Tabelul 1
Exemplu numeric pentru Si ($K_s = 11,8$), cu $\Phi_{B0} + \Phi_{Fn} = 0,5$ V, $N_D = 10^{17}$ cm⁻³, $\alpha = 50$ Å

V(volți)	0,3	0	-10
$ \Phi_{s0} $ (volți)	0,2	0,5	10,5
x_{d0} (μm)	0,05	0,079	0,357
α	0,1	0,063	0,014
x_d (μm)	0,045	0,074	0,352
$ \Phi_s $ (volți)	0,164	0,41	10,2
$\Delta\Phi_{Bn}$ (mV)	36,2	59	286

În calculele uzuale [2], [3] se fac aproximații echivalente cu $x_d \cong x_{d0}$. Neglijarea prezintă importanță în special pentru tensiuni directe.

3. Caracteristici capacitate-tensiune

Capacitatea de înaltă frecvență a barierei (frecvență suficient de ridicată pentru ca stările de suprafață să nu poată răspunde la variațiile tensiunii) este (A_J este aria contactului):

$$C = \frac{\varepsilon_0 K_s A_J}{x_d + \alpha}, \quad (22)$$

de unde:

$$\frac{A_J^2}{C^2} = \left(\frac{\alpha}{\varepsilon_0 K_s} \right)^2 + \frac{2(\Phi_{B0} + \Phi_{Fn} - V)}{qN_D \varepsilon_0 K_s}. \quad (23)$$

Reprezentarea în planul $1/C^2 - V$ corespunde unei linii drepte (fig. 2), care intersectează axa orizontală la tensiunea:

$$V_T^{(c)} = \Phi_{B0} + \Phi_{Fn} + V_\alpha, \quad (24)$$

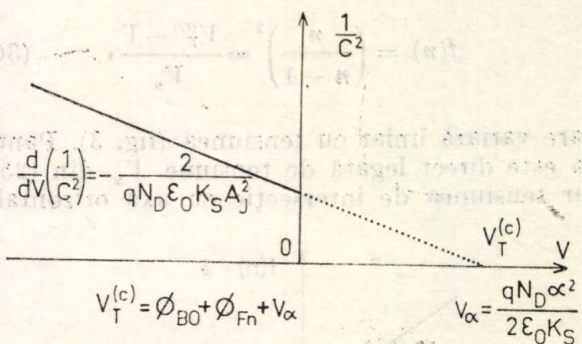


Fig. 2

unde:

$$V_\alpha = \frac{qN_D \alpha^2}{2\varepsilon_0 K_s}, \quad (25)$$

are în general valori neglijabil de mici (cel puțin pentru $N_D < 10^{17}$ cm⁻³). Se observă că, pentru $\alpha \neq 0$, $V_T^{(c)}$ nu mai coincide cu „potențialul de difuzie” al contactului Schottky (căderea de potențial pe regiunea de sarcină spațială la echilibru termic).

4. Caracteristici curent-tensiune

Presupunind: a — valabilitatea teoriei emisie termoelectronice; b — transparența pentru electroni a stratului de interfață și c — efectul forței — imagine neglijabil, se poate scrie:

$$I = A_J A^* T^2 \exp\left(-\frac{q\Phi_{Bn}}{kT}\right) \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right], \quad (26)$$

unde A^* este constanta lui Richardson. Deoarece, așa cum s-a arătat mai sus $\Phi_{Bn} = \Phi_{Bn}(V)$, se introduce factorul de identitate n , unde :

$$\frac{1}{n} = \frac{d}{dV} \ln \frac{I}{1 - \exp\left(-q \frac{V}{kT}\right)} = 1 - \frac{d\Phi_{Bn}}{dV}. \quad (27)$$

Se calculează :

$$\frac{d\Phi_{Bn}}{dV} = \alpha \frac{d\phi_s}{dV} = \frac{\alpha}{x_d + \alpha}, \quad (28)$$

și factorul de idealitate se exprimă în funcție de aceeași variabilă normată :

$$n = 1 + \frac{\alpha}{x_d} = 1 + \frac{\bar{\alpha}}{\bar{x}_d} = n(\bar{\alpha}). \quad (29)$$

Dependența $n = n(V)$ poate furniza, în principiu, noi informații asupra stratului de interfață. Se propune reprezentarea funcției :

$$f(n) = \left(\frac{n}{n-1}\right)^2 = \frac{V_T^{(c)} - V}{V_\alpha}, \quad (30)$$

care variază liniar cu tensiunea (fig. 3). Panta sa este direct legată de tensiune V_α din (25), iar tensiunea de intersecție cu axa orizontală

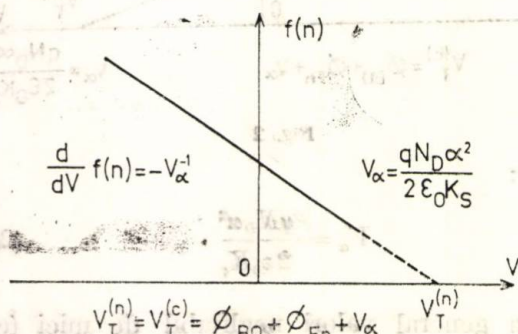


Fig. 3

este identică cu cea din caracteristica $1/C^2 - V$,

$$V_T^{(n)} \equiv V_T^{(c)} = \Phi_{B0} + \Phi_{Fn} + V_\alpha, \quad (31)$$

ceea ce ușurează trasarea liniei ce aproximează datele experimentale.

5. Efectul forței-imagini

Figura 4 arată rotunjirea barierei de potențial „văzută” de electronul injectat din metal în semiconductor (efectul forței-imagini, [2,

5]). Se poate arăta că în absența efectelor de interfață ($\alpha = 0$), factorul de idealitate se poate scrie :

$$n = \frac{x_d}{x_d - x_m}, \quad \frac{1}{n} = 1 - \frac{x_m}{x_d}, \quad (32)$$

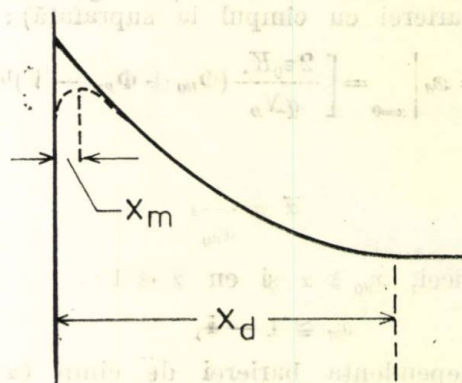


Fig. 4

unde : x_m este poziția maximumului barierei față de suprafață.

În prezența unui strat izolant foarte subțire, presupunind că imaginea se formează practic tot în raport cu suprafața semiconductorului, efectul combinat al stratului de interfață și al forței imagine asupra factorului de idealitate se exprimă prin :

$$n = \frac{x_d + \alpha}{x_d - x_m}, \quad \frac{1}{n} = 1 - \frac{\alpha + x_m}{x_d + \alpha}. \quad (33)$$

Din nou α se evidențiază ca o lungime caracteristică (fig. 5).

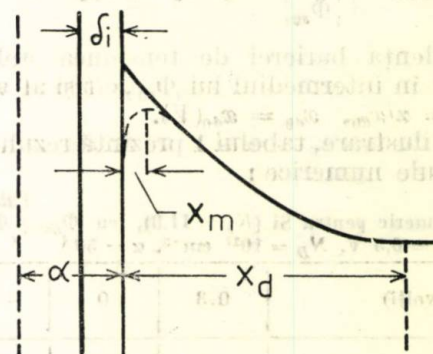


Fig. 5

Dacă stratul de interfață este ceva mai gros atunci teoria forței-imagini trebuie corectată așa cum s-a arătat în lucrarea [6].

6. Concluzii

Reformularea teoriei CMS în prezența stratului interfacial a scos în evidență importanța

lungimilor care intervin în problemă. Grosimea regiunii de sarcină spațială (dependentă de tensiunea aplicată) și o grosime echivalentă a izolanțului, văzută de câmpul de la suprafața semiconductorului, α . Aceasta din urmă depinde de o serie de „mărimi de interfață” care sînt greu măsurabile direct. Efectele stratului interfacial sînt cu atît mai puternice cu cît $x_d = x_d(V)$ raportat la α este mai mic.

În lucrare se arată cum măsurarea capacității de barieră și a factorului de idealitate permite obținerea anumitor informații privind starea interfeței.

Teoria poate fi extinsă pentru o dopare neuniformă a semiconductorului. Renunțarea la

aproximația de golire necesită utilizarea calculatorului electronic.

Bibliografie

- [1] Cowley, A. M., Sze, S. M. *J. Appl. Phys.*, vol. 36, 1965, p. 3 212.
- [2] Sze, S. M. *Physics of semiconductor devices*, Wiley, New York, 1981.
- [3] Wu, C.-Y., *J. Appl. Phys.*, vol. 51, 1980, p. 3 786.
- [4] Perlman, S. S. *IEEE Trans. Electron Dev.*, vol. ED-16, 1969, p. 450.
- [5] Dascălu, D. *Electronic processes in unipolar solid-state devices*, Ed. Academiei, București, Abacus Press, Tunbridge Wells, 1977.
- [6] Țugulea, A., Dascălu, D. Efectul forței-imagine în sistemul metal-izolant-semiconductor, volumul CAS-ICCE/1983, Timișu de Sus, 6—8 octombrie 1983.

CZ 621.793 : 537.311.3

SISTEME DE METALIZARE
INTERFAȚĂ METAL-SEMICONDUCTOR

Sisteme de metalizare pentru dispozitive de înaltă frecvență

GHEORGHE BREZEANU*, PETRU ALEXANDRU DAN**, DAN DASCĂLU*,
ADRIAN VERON*, GRIGORE POPOVICI** — BUCUREȘTI

Introducere

Sistemele de metalizare pe bază de titan (Ti) sînt dintre cele mai indicate pentru dispozitivele de înaltă frecvență. Aceasta deoarece contactul titan-siliciu (Ti/Si) prezintă o stabilitate metalurgică excepțională [1]. Ti nu reacționează cu Si pentru tratamente postmetalizare pînă la temperaturi de 550°C [2]. Se păstrează astfel integritatea interfeței metal-semiconductor, condiție necesară pentru structurile cu geometrii superficiale cum sînt dispozitivele de înaltă frecvență.

În lucrarea de față se prezintă rezultatele investigațiilor făcute pe două sisteme de metalizare: titan-aluminiu (Ti—Al) și titan-argint (Ti—Ag). Pentru comparație se va folosi metalizarea numai cu Ti. Realizarea trașeelor de metalizare cu Al și Ag se justifică, printre altele, prin conductibilitatea electrică și termică foarte bune, proprie acestor metale..

Date privind sistemul Ti—Al s-au comunicat anterior [3]. În acest articol se prezintă rezultatele unor noi experimente. Investigații pe structuri de tranzistoare de tip BF au permis stabilirea unui optim al grosimii peliculei de Ti și respectiv, al parametrilor tratamentului postmetalizare cerut de particularitățile acestor dispozitive.

De asemenea, în lucrare se comunică, pentru prima dată, rezultate ale studiului experimental pe sistemul Ti—Ag, folosit curent la diodele varicap de înaltă fiabilitate.

1. Procedura experimentală

Prin tehnologia planar-epitaxială standard s-au fabricat două tipuri de structuri [4]: a — structuri speciale de test (structuri CMS), care conțin pe o față contacte circulare cu diametre între 10 μm și 250 μm [3, 4]. Structurile CMS au fost metalizate cu Ti—Al, Ti—Ag și respectiv Ti simplu; b — structuri de tranzistoare BF—*npn* pentru care s-a utilizat numai sistemul Ti—Al.

Structurile CMS s-au fabricat plecînd de la plachete *nn⁺* Toyo cu stratul epitaxial de 3 Ωcm ($1,5 \cdot 10^{15}\text{cm}^{-3}$ atomi de arseniu) și 10,5—12 μm grosime.

Depunerea metalelor s-a făcut prin evaporări succesive în aceleași condiții de vid după o curățire chimică a plachetelor. S-au experimentat mai multe grosimi pentru pelicula de Ti: $\delta_{\text{Ti}} = 300\text{\AA}$, 600 $\text{\AA}$, 1 000 $\text{\AA}$, 1 500 $\text{\AA}$; depunerea s-a făcut din filament încălzit cu o viteză de circa 30 $\text{\AA}/\text{s}$ la o presiune mai mică de $4 \cdot 10^{-6}$ torr. Grosimea Al (depus cu tanul electronic) și Ag (evaporat din filament încălzit) a fost în toate situațiile de 1 μm .

Tratamentul termic postmetalizare (sinterizarea) s-a făcut la patru temperaturi: $T_{\text{sint}} = 430^\circ\text{C}$, 450°C, 480°C, 500°C și trei timpi: $t_{\text{sint}} = 7$ min, 10 min, 20 min ***, în atmosferă reducătoare de azot. Structurile CMS s-au metalizat pe spate cu Ti—Al ($\delta_{\text{Ti}} = 1 000\text{\AA}$, $\delta_{\text{Al}} = 1 \mu\text{m}$) tratat la 400°C, 10 min. Plachetele cu tranzistoare au fost acoperite pe spate cu

* Institutul politehnic—București.

** Întreprinderea de piese radio și semiconductoare—Băneasa.

*** Pentru structurile de tranzistoare s-a folosit numai un timp de sinterizare: 7 min.

un strat de Au de 3 500 Å, aliat la 390°C, 10 min.

Măsurătorile electrice pe structuri CMS au urmărit evaluarea caracteristicii directe $I_F - V_F$. Determinările s-au făcut pe minimum 5 structuri de același tip, folosind caracterograful Tektronix 576.

Pentru structurile de tranzistoare s-au măsurat parametrii statici: β_F , V_{CEO} , V_{BE} . Măsurătorile s-au efectuat pe plachetă (cite 5 structuri de fiecare tip) și pe structuri încapsulate.

2. Rezultate experimentale pe structuri CMS. Discuție

Contactele de pe structurile CMS au caracteristici $I_F - V_F$ de tip Schottky. Structurile metalizate cu Ti și respectiv Ti—Ag au caracteristici practic identice, care rămân nemodificate cu variația grosimii peliculei de Ti și/sau a parametrilor sinterizării. În acest sens sînt semnificative valorile barierelor pentru electroni din tabelul 1.

Tabelul 1

Sistemul de metalizare	$e\Phi_{Bn}(\text{eV})$			
	Ti		Ti—Ag	
	$\delta_{Ti}(\text{\AA})$		$\delta_{Ti}(\text{\AA})$	
$T_{sint}(\text{°C})$	600	1 500	600	1 500
450	0,460	0,458	0,457	0,457
480	0,457	0,460	0,457	0,458
500	0,453	0,462	0,459	0,468

Pentru determinarea barierei s-au comparat, prin metoda regresiei liniare, caracteristicile experimentale $I_F - V_F$ cu legea diodei Schottky ideale [5]:

$$I_F = SA^{++} T^2 \exp\left(\frac{e\Phi_{Bn}}{kT}\right) \exp\left(\frac{eV_F}{nkT}\right) \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{eV_F}{kT}\right)\right). \quad (1)$$

În relația (1) S este aria de contact, $A^{++} = 120 \text{ A/cm}^2\text{K}^2$, este constanta Richardson, T temperatura, e sarcina electronului, k constanta lui Boltzmann, n factorul de idealitate.

Barierelor din tabelul 1 se grupează în jurul valorii de 0,460 eV, caracteristică barierei pentru electroni a Ti pe Si [6]. Deci, bariera nu depinde de grosimea peliculei de Ti și/sau tratamentul postmetalizare și nu este influențată de prezența Ag ca metal de traseu.

Situația este complet diferită în cazul metalizării cu Ti—Al. În figurile 1a, b se arată variația barierei $e\Phi_{Bn}$, determinată cu tehnica de mai sus, în funcție de tratamentul de sinterizare pentru diferite grosimi ale peliculei de Ti. Înălțimile barierelor se grupează destul de net în jurul a două valori.

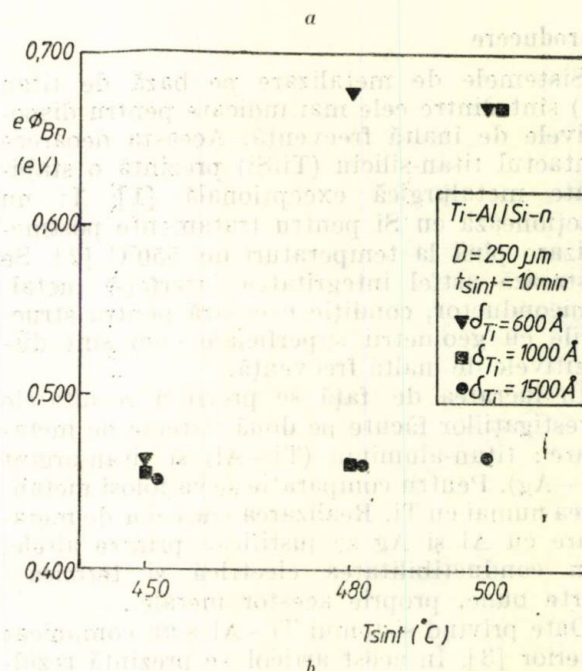
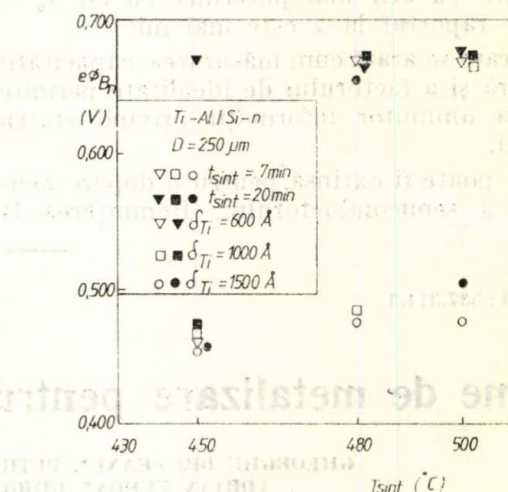


Fig. 1. Variația barierei pentru electroni cu tratamentul de sinterizare: a) $t_{sint} = 7$ min și 20 min; b) $t_{sint} = 10$ min.

O primă valoare de $0,670 \pm 0,01$ eV este caracteristică structurilor cu Ti subțire și/sau supuse la tratamente intense. Interesant de remarcat că această valoare coincide cu bariera contactului Al/Si-n depus cu tunul electronic [7]. Se poate trage concluzia că, pentru structurile cu δ_{Ti} redus și/sau supuse la tratamente intense, metalul care contactează efectiv Si este Al. Rezultatul este în deplină concordanță cu măsurătorile de rezistență specifică (pe Si-p), și de bariere comunicate anterior [3].

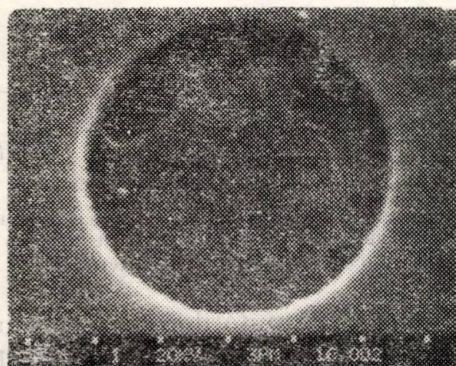
O a doua valoare de $0,460 \pm 0,01$ eV coincide cu cea evaluată pe structuri metalizate cu Ti și Ti—Ag (tabelul 1) și este, așa cum s-a precizat, bariera pentru electroni a Ti pe Si. Această valoare corespunde structurilor cu pelicula de Ti mai groasă de 1000 Å și/sau tratate la temperaturi și timpi mai reduși. Prin urmare, pentru aceste tipuri de structuri metalul de contact cu Si este Ti.

De remarcă că valorile barierelor din figura 1 indică o tranziție abruptă de la contactul Ti/Si la cel de Al/Si. O observație identică se face și în lucrarea [2] ca rezultat al analizei valorilor de rezistență specifică de contact măsurate pe structuri similare.

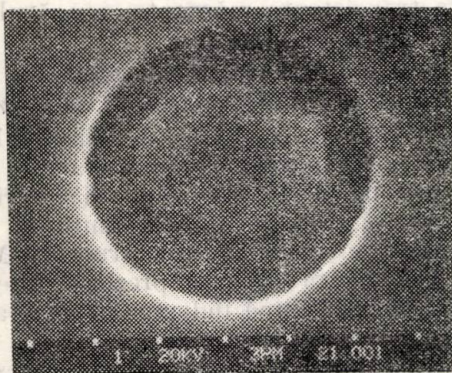
Constatări privind sistemul Ti—Al sînt confirmate și de analiza suprafeței de contact. În figurile 2 și 3 se prezintă micrografii ale fereștrilor de contact după îndepărtarea metalelor. Pentru $\delta_{Ti} = 300$ Å (fig. 2) se constată interacțiuni Al/Si; ele sînt puse în evidență de adînciturile din fereastra de contact, apărute ca urmare a dizolvării Si în Al [7]. Procesul de dizolvare este mai intens pe conturul de contact datorită unei cantități de Al disponibile mai

Dacă pelicula de Ti este groasă (fig. 3) interacțiunea Al/Si nu are loc. Suprafața de contact este perfect plană, caracteristică contactului Ti/Si [1]. Modificarea sinterizării nu influențează geometria fereștrei de contact.

Interpretarea rezultatelor experimentale referitoare la sistemul Ti—Al se poate face avînd în vedere modificările metalurgice suferite de contact în timpul sinterizării. Aceste modificări sînt prezentate schematic în figura 4 [2], [8]. Mai întîi Al reacționează cu Ti formînd $TiAl_3$, figura 4b. Reacția are loc pînă cînd întreg stratul de Si s-a consumat. Nu se semnalează modificări la interfața Ti/Si pînă ce stratul de $TiAl_3$ nu ajunge la interfață, figura 4c. În contact cu substratul de Si, $TiAl_3$ duce la formarea unei compoziții bogate în Si, $Ti_7Si_{12}Al_5$ [2]. Compusul ternar format se comportă ca o membrană transparentă pentru Al și Si. Devin astfel posibile interacțiuni Al/Si, figură 4d. Prin migrarea atomilor de Si în pelicula de Al apar adîncituri în fereastra de contact. De asemenea, atomi de Al difuzează prin compusul ternar spre substratul de Si [2].



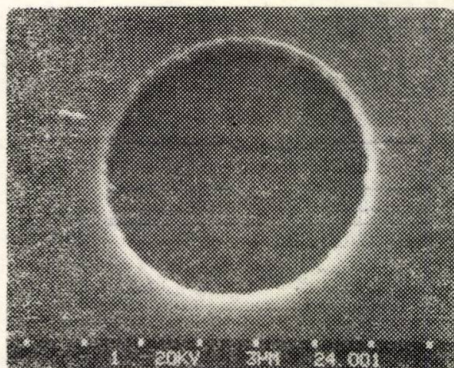
a)



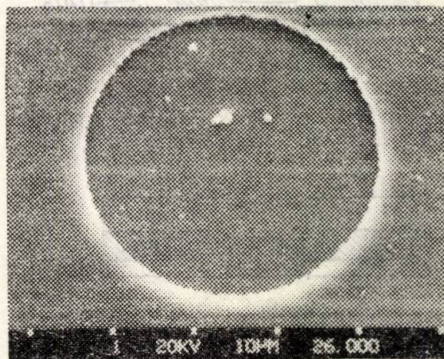
b)

Fig. 2. Aspectul suprafeței de contact caracteristic structurilor CMS metalizate cu Ti—Al. Grosimea stratului de Ti este de 300 Å, iar timpul de sinterizare de 7 min : a) $T_{sint} = 430^\circ C$; b) $T_{sint} = 480^\circ C$.

mari în această zonă și la temperaturi de sinterizare mari. Pentru $T_{sint} = 480^\circ C$ interacțiunea Al/Si are loc în toată fereastra de contact. Se poate vorbi în această situație de un contact efectiv Al/Si.



a)



b)

Fig. 3. Micrografii ale fereștrei de contact la structuri CMS cu Ti—Al pentru care $\delta_{Ti} = 1000$ Å, iar $t_{sint} = 7$ min : a) $T_{sint} = 430^\circ C$; b) $T_{sint} = 480^\circ C$.

Prin urmare, atîtă vreme cît stratul de Ti nu este complet consumat în reacția de formare a compusului $TiAl_3$ metalul aflat în contact efectiv cu Si este Ti. După consumarea stratului de Ti se poate vorbi de un contact Al/Si. Grosimea stratului de Ti consumat depinde

de temperatura și timpul de sinterizare așa cum este ilustrat în figura 5 [2], [8].

Graficele din figura 5 corespund celor trei timpi de sinterizare folosiți în experimente. Ele permit stabilirea pentru fiecare tratament de sinterizare a metalului (Ti sau Al) ce contactează Si. Prin acest procedeu se obțin, cu două excepții (tratamentele la 450°C—10 min și respectiv 500°C/20 min), aceleași rezultate cu cele, deja discutate, desprinse din analiza valorilor de bariere pentru electroni (fig. 1).

3. Rezultate experimentale pe tranzistoare BF

Parametrii statici măsurati pe structurile de tranzistori trebuie să satisfacă condițiile (impuse prin datele de catalog):

$$\beta_F \left|_{\substack{I_C = 2\text{mA} \\ V_{CE} = 10\text{V}}} > 40, V_{CEO} \left|_{I_C = 2\text{mA}} > \right.$$

$$> 25 \text{ V}, V_{BE} \left|_{I_C = 100\text{mA}} \leq 1,2 \text{ V}.$$

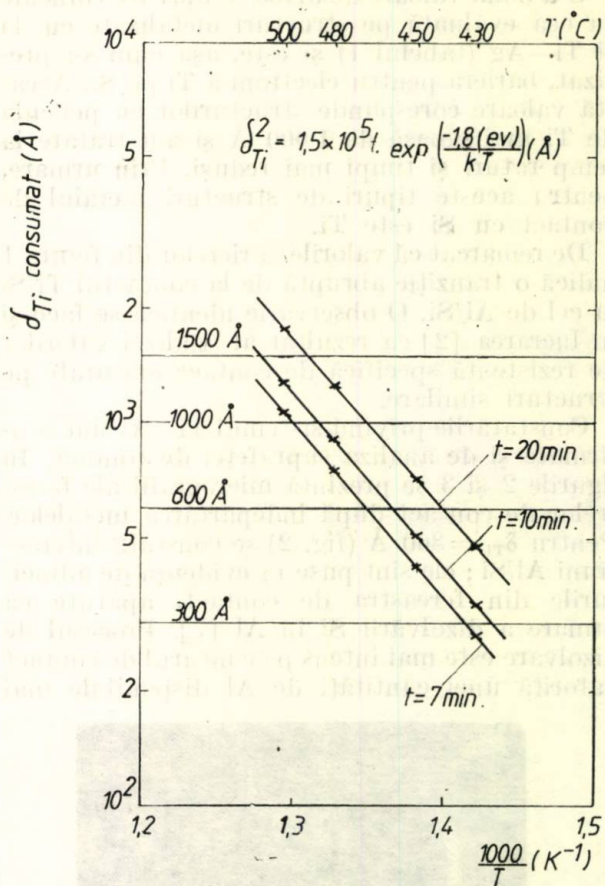
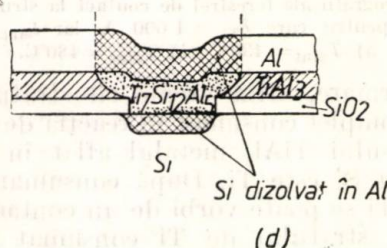
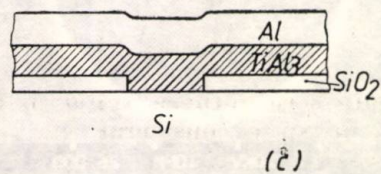
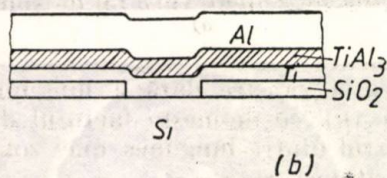
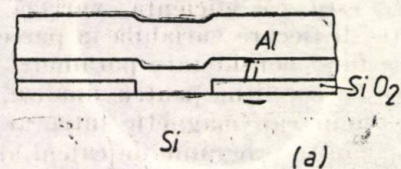


Fig. 5. Grosimea stratului de Ti consumat (calculată cu formula din figură [2], [8]), în reacția de formare a TiAl_3 în funcție de parametrii sinterizării.

Rezultatele măsurătorilor pe plachetă sînt date în tabelul 2, iar pe structuri încapsulate în tabelul 3. În tabelul 3 se indică numărul total de tranzistoare măsurate, numărul celor cu $\beta_F > 40$ etc.

Din analiza rezultatelor sintetizate în tabelele 2 și 3 se desprind o serie de concluzii.

O parte din tranzistoare au „căzut” la β_F . Interesant de remarcat că pentru aceste tranzistoare pelicula de Ti este subțire și sinterizarea relativ intensă. Interacțiunea neuniformă Al/Si este la baza defectării acestor structuri. Micrografiile din figura 6, care prezintă ferestrele de emitor și bază după îndepărtarea metalelor, evidențiază clar aceste interacțiuni.

Dacă $\delta_{Ti} \geq 1000 \text{ Å}$ tranzistoarele corespund în ceea ce privește β_F și V_{CEO} . Tensiunea V_{BE}

Fig. 4. Schema de desfășurare a proceselor metalurgice în timpul sinterizării pentru contactul Ti—Al (după Bower [2]): a) contactul înainte de tratament; b) formarea TiAl_3 prin reacția dintre Ti și Al. Interacțiunea între Si și Al este inhibată de stratul de Ti care nu a reacționat; c) pelicula de Ti este consumată, iar stratul de TiAl_3 a ajuns la substratul de Si; d) formarea compusului ternar $\text{Ti}_7\text{Si}_{12}\text{Al}_5$, care este transparent pentru migrarea atomilor de Si și Al.

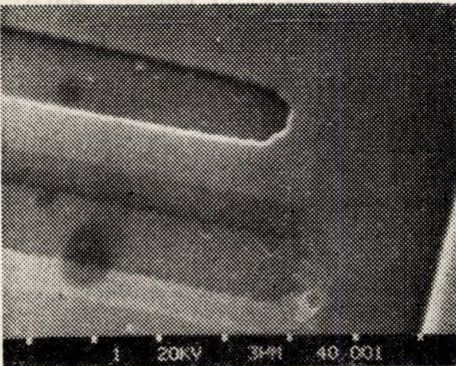
Tabelul 2

$\delta_{Ti}(\text{\AA})$	300		600		1000			1500		
$T_{sint}(^{\circ}\text{C})$	430	—	430	450	—	480	500	450	480	500
β_F	75–80	—	40–60	75–95	—	50–75	60	50–60	75–90	50
$V_{CEO}(\text{V})$	75–80	—	75	75	—	75–80	70–75	75–80	75	75–80
$V_{BE}(\text{V})$	1,2	—	1,4	1,3	—	1,35	1,5	1,3	1,3	1,4

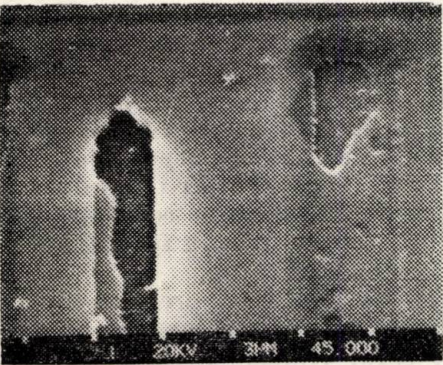
este însă mai mare decît cea prevăzută în foaia de catalog. Lucrul se explică prin valoarea relativ ridicată a rezistenței contactului de

Tabelul 3

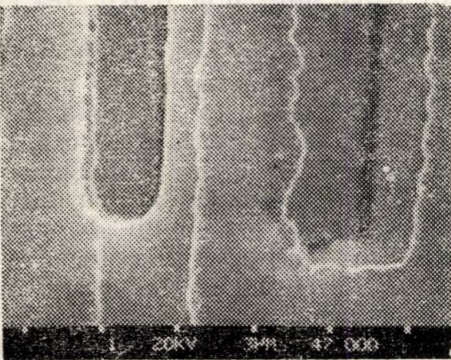
$\delta_{Ti}(\text{\AA})$	300	600	1 000	1 500
$T_{sint}(^{\circ}\text{C})$	430	450	480	480
Numărul de tranzistoare măsurate	39	39	32	36
Numărul de tranzistoare cu $\beta_F > 40$	22	17	18	20
Numărul de tranzistoare cu $V_{CEO} > 25\text{V}$	39	39	32	36
Numărul de tranzistoare cu V_{BE}	$\leq 1,2\text{ V}$	16	1	1
	$1,2 \div 1,5\text{ V}$	19	34	31
	$> 1,5\text{ V}$	4	4	9



a)



b)



c)

Fig. 6. Micrografii ale ferestrelor de emitor și bază specifice tranzistoarelor BF metalizați cu Ti–Al și sinterizate timp de 7 min : a) $\delta_{Ti}=300\text{ \AA}$, $T_{sint}=430^{\circ}\text{C}$; b) $\delta_{Ti}=600\text{ \AA}$, $T_{sint}=480^{\circ}\text{C}$; c) $\delta_{Ti}=1\,000\text{ \AA}$, $T_{sint}=480^{\circ}\text{C}$.

bază, datorată barierei mari a Ti pentru goluri [3, 4]. În aceste situații Ti realizează contactul cu Si, figura 6c.

Cînd contactul de bază se face efectiv cu Al și interacțiunea Al/Si este moderată (de exemplu structurile cu $\delta_{Ti}=300\text{ \AA}$, $T_{sint}=430^{\circ}\text{C}$, (fig. 6a) se obține o rezistență specifică de contact mică și deci $V_{BE}\leq 1,2\text{ V}$. Utilizarea unei grosimi atît de reduse pentru Ti este cel puțin riscantă. Este posibilă întreruperea peliculei metalice mai ales la treapta de oxid. Ca urmare, apar interacțiuni Al/Si pe anumite zone ale contactului, care pot provoca scurtecircuite ale joncțiunii emitor-bază [3,4].

4. Concluzii

Studiul experimental prezentat a arătat că metalizarea cu Ti–Ag este indicată pentru dispozitivele de înaltă frecvență. Nu se semnalează modificări ale interfeței metal-semiconductor pentru tratamente postmetalizare pînă la 500°C .

Metalizarea cu Ti–Al poate fi utilizată pentru tranzistoarele de înaltă frecvență dacă pelicula de Ti are grosimi de cel puțin $1\,000\text{ \AA}$. Tratatamentul de sinterizare recomandat corespunde unor temperaturi în gama $460\text{--}480^{\circ}\text{C}$, timp de 10 minute. O durată mai mare poate conduce la interacțiuni Al/Si (fig. 5). Pentru tratamentul

indicat metalul în contact cu Si este Ti. Se păstrează astfel integritatea interfeței metal-semiconductor. Dezavantajul contactării cu Ti este legat de valorile relativ mari ale rezistenței contactului de bază. Reducerea acestei rezistențe (și corespunzător a tensiunii V_{BE}) solicită o dopare suplimentară a bazei în zona de contact cu metalul [4].

Bibliografie

[1] Patterson, R. J. The 142-nd National Meeting, The Electrochemical Society, Miami Beach, 1972.

- [2] Bower, R. W. Appl. Phys. Lett., vol. 23, 1973, p. 99.
 [3] Brezeanu, Gh., Dascălu, D., Veron, A. Comunicare la Conferința Anuală de Smiconductoare, CAS-ICCE, Predeal, oct. 1981.
 [4] Brezeanu, Gh., Dascălu, D., Veron, A., Dan, P. A., Popovici, G. Raport de cercetare IPB-IPRS, dec 1981.
 [5] Rhoderich, E. H. Metal-Semiconductor Contacts, Oxford, Clarendon Press, 1978.
 [6] Wilkinson, J. M., Wilcock, J. D., Brinson, M. E. Solid-St. Electron., vol. 20, 1977, p. 45.
 [7] Brezeanu, Gh. Teză de doctorat, Inst. Politehnic București, 1981.
 [8] Nakamura, K., Lau, S. S., Nicolet, M.-A., Mayer, J. W. Appl. Phys. Lett., vol. 28, 1976, p. 277.

CZ 621.317 : 621.86.078.7

LIMITATOR DE MOMENT PENTRU MACARALE
APROXIMAREA CURBELOR TENSIUNII PRESCRISE

Limitator electronic de moment pentru macarale cu braț telescopicabil

VIRGIL TIPONUȚ, ZOLTAN KISSGHEORGHE* — TIMIȘOARA

Introducere

O utilizare eficientă și în condiții de siguranță sporită a macaralelor cu braț telescopicabil impune folosirea limitatoarelor electronice de moment. Asemenea dispozitive sînt obținabile în prezent numai din import, la un preț relativ ridicat.

În lucrarea de față se prezintă un model experimental de limitator de moment, de concepție originală [1] și care a rezultat în urma unei cercetări proprii întreprinsă la I.P. Timișoara. La elaborarea dispozitivului s-a urmărit evitarea utilizării unor componente cu tehnologie pretentioasă sau fiabilitate scăzută, precum și posibilitatea realizării fără dificultăți, pe cale integrată, a unor subansambluri de circuit. Drept model de referință, pentru studiul comparativ, a fost avut în vedere limitatorul PAT AS-309, care echipează în prezent unele automacarale fabricate la I.M. Timișoara.

1. Schema-bloc a limitatorului de moment

Funcționarea limitatorului se bazează pe principiul cunoscut al comparării unei tensiuni U_q , dependentă de momentul creat de sarcina din cârlig, cu o tensiune prescrisă U_p [2]. Oricât de multe ori este depășită tensiunea prescrisă are loc blocarea comenzilor macaralei care permit creșterea momentului.

Tensiunea U_p este generată în interiorul dispozitivului, conform relației:

$$U_p = f_i(\alpha) \text{ pentru } e_i = \text{const}, \quad (1)$$

unde α reprezintă unghiul de înclinare al brațului, iar e_i valori discrete ale lungimii

acestuia. Determinarea curbelor (1) se face pe baza caracteristicilor de variație a sarcinii nominale Q_N funcție de α , pentru $e_i = \text{const}$ (curbele de sarcină ale macaralei).

În cazul limitatorului PAT AS-309 [3] tensiunea prescrisă se obține de la un generator de funcții, de tipul potențimetrului cu prize, la care poziția cursorului depinde de înclinarea brațului. Procedul asigură aproximarea prin segmente de dreaptă a curbei-tensiune prescrisă — unghi de înclinare, corespunzător unei anumite lungimi a brațului. Trecerea de la o curbă la alta se realizează prin comutarea, cu ajutorul unui set de relee, a tensiunilor aplicate prizelor potențimetrului.

Soluția de mai sus prezintă dezavantaje prin faptul că utilizează un potențimetru cu prize, a cărei tehnologie este pretentioasă și deci scumpă, precum și un număr însemnat de relee, care reduc substanțial fiabilitatea ansamblului.

În cazul schemei propuse, dată în figura 1, curbele tensiunii prescrise sînt approximate prin variații în trepte, ca în figura 2.

Tensiunea U_p se obține, în acest caz, la ieșirea unui convertor numeric — analogic CNA, ale cărui intrări sînt comandate cu secvențele binare furnizate de un circuit de codificare CC. Depășirea tensiunii prescrise, de către tensiunea U_q , furnizată de traductorul de sarcină TS, conduce la blocarea comenzilor care fac posibilă creșterea momentului, precum și semnalizarea stării respective. Sînt prevăzute în acest scop un comparator de suprasarcină CS și circuitele de blocare și semnalizare CBS.

Limitatorul este prevăzut, totodată, cu un comparator de avertizare CA. Acesta compară

* Institutul politehnic „Traian Vuia” — Timișoara.

tensiunile U_a și $0,9 U_p$, semnalizând, deci, atingerea unei încărcări de 90 % din sarcina nominală.

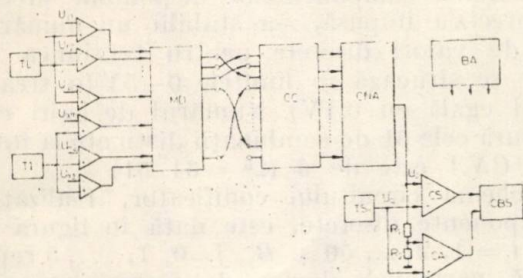


Fig. 1. Schema-bloc propusă pentru limitatorul electronic de moment.

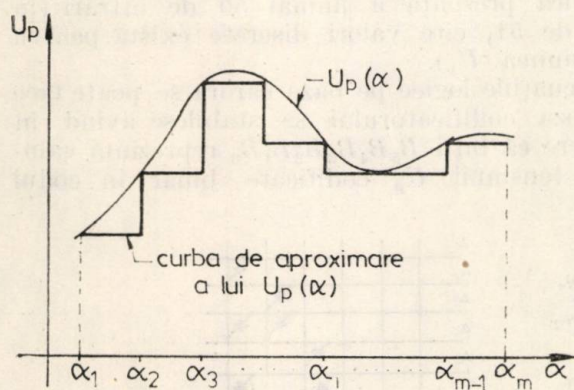


Fig. 2. Aproximarea curbelor tensiunii prescrise prin variații în trepte.

Pentru ca tensiunea prescrisă să se modifice dependent de lungimea și unghiul de înclinare ale brațului, semnalele proporționale cu parametrii respectivi, furnizate de traductoarele TL , TI , sînt aplicate la două seturi de câte n , respectiv m , comparatoare (fig. 1). Intrărilor necomandate ale comparatoarelor li se aplică tensiuni de referință progresiv crescătoare (U_{11} , U_{12} ... U_{1n} , U_{a1} , U_{a2} ... U_{am}). În acest fel, fiecărei perechi de valori a parametrilor lungime și înclinare braț îi va corespunde o anumită combinație de nivele logice la ieșirile comparatoarelor, care va activa o anumită ieșire a unei matrice de decodificare MD .

Ieșirea activă a matricei MD se găsește conectată la aceea intrare a circuitului de codificare CC , pentru care codul binar generat la intrarea CNA asigură mărimea necesară a tensiunii de prescriere.

Modul de conectare a ieșirilor matricei MD la intrările circuitului de codificare CC , dependent de caracteristicile macaralei, se stabilește în cursul procesului de programare a limitatorului. Prin această operație se asigură ca pentru toate cele $m \cdot n$ perechi de valori discrete, posibile, ale parametrilor lungime și înclinare braț, tensiunea furnizată de convertor să fie

egală cu semnalul dat de traductorul de sarcină TS , corespunzător valorilor nominale ale sarcinii.

Operația de programare este precedată de reglarea mărimii tensiunilor de referință U_{11} ,... U_{1n} , U_{a1} ,... U_{am} , prin care se stabilesc valorile limită ale intervalelor în care este împărțită plaja de variație a parametrilor lungime-braț, respectiv unghi de înclinare.

Alimentarea tuturor circuitelor limitatorului, independentă de rețea, este asigurată de un bloc de alimentare BA .

2. Considerații privind circuitele electronice utilizate

Se prezintă, în continuare, principalele tipuri de circuite electronice ale dispozitivului de limitare discutat anterior, așa cum au rezultat în urma experimentărilor pe un model de laborator.

2.1. Comparatoarele pentru lungime, respectiv înclinare—braț

Cele două seturi de comparatoare, cu o configurație similară, au structura reprezentată în figura 3. A fost avut în vedere un circuit care asigură 6 intervale de discretizare a plajei de variație a celor doi parametri. Schema a fost concepută în ideea utilizării unui dublu comparator integrat, cu scopul reducerii numărului de componente incluse.

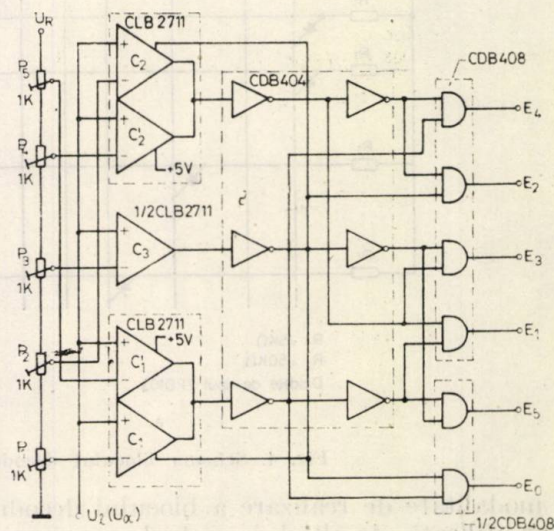


Fig. 3. Schema comparatoarelor pentru lungime, respectiv înclinare braț.

Funcționarea circuitului are loc după cum urmează.

Pentru o tensiune de intrare U_1 sau U_a mai mică decît pragul de comutare al comparatorului C_1 , la ieșirea E_0 se obține un nivel corespunzător lui „1” logic (în logica pozitivă). Pe măsură ce U_1 (U_a) crește, vor comuta succesiv comparatoarele C_1 , C_2 ,... C_5 și, datorită circuitului de excludere realizat cu porți logice se va obține un „1” logic numai la ieșirea cores-

punzătoare comparatorului care a comutat ultima dată. Asigurarea utilizării independente a celor două jumătăți din dublul comparator se realizează prin aducerea la „0” logic a intrărilor de eșantionare ale comparatoarelor C_1, C_2 , după comutarea lui C_1 .

Este de remarcat faptul că, obținerea unui „1” logic la o singură ieșire a circuitelor de comparare, simplifică considerabil decodificatorul.

2.2. *Blocul decodificator.* Acest circuit cu $n+m$ intrări, trebuie să furnizeze la un moment dat un „1” logic la una din cele $n \cdot m$ ieșiri, funcție de codul aplicat la intrare. Tabelul de alevăr care îi caracterizează funcționarea este dat de relația :

$$X_i \cdot Y_j = W_{ij}, \quad i=1, 2, \dots, m, \quad \text{și} \quad j=1, 2, \dots, m, \quad (2)$$

în care X_i și Y_j reprezintă variabilele binare de la una din cele n respectiv m ieșiri ale comparatoarelor pentru lungime și înclinare braț. Prin W_{ij} a fost notate variabilele logice de la ieșirile decodificatorului.

prescriere, și un număr de ieșiri egal cu numărul de biți ai codului binar ce reprezintă valoarea maximă a acestei tensiuni. Având în vedere parametrii componentelor disponibile precum și precizia impusă, s-a stabilit un număr de 51 de valori discrete pentru tensiunea U_p , care se situează în limitele $0 \div 5V$ (o treaptă fiind egală cu 0,1V). Numărul de ieșiri care asigură cele 51 de combinații distincte la intrarea CNA este de 6 ($2^6 = 64 \approx 51$)

Schema circuitului codificator, realizat cu componente discrete, este dată în figura 4b. $A_i, i=1, 2, \dots, 50$ și $B_j, j=0, 1, \dots, 5$ reprezintă variabilele logice de intrare respectiv ieșire. Codul 000000 la ieșire, corespunzător unei tensiuni de prescriere nule, se obține aplicând „0” logic la toate intrările, fapt ce explică prezența a numai 50 de intrări (în loc de 51, cîte valori discrete există pentru tensiunea U_p).

Ecuatiile logice pe baza cărora se poate face sinteza codificatorului se stabilesc având în vedere că biții $B_5 B_4 B_3 B_2 B_1 B_0$ reprezintă valorile tensiunii U_p codificate binar în codul

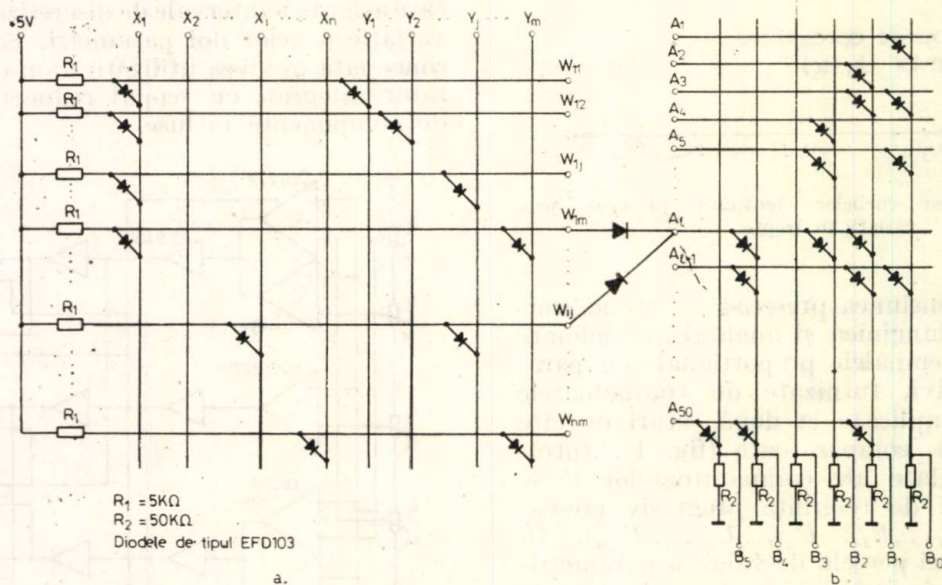


Fig. 4. Schema blocului decodificator și a circuitului de codificare.

O modalitate de realizare a blocului decodificator utilizată, de altfel, în cadrul experimentărilor, este cea reprezentată de schema dată în figura 4a. Numărul mare de diode necesare (de ordinul sutelor) face ca realizarea circuitului în tehnologia cu componente discrete să fie nerățională. Singura soluție ce trebuie avută în vedere în cazul unei producții de serie constă în realizarea decodificatorului pe cale integrată, schema prezentind caracteristici favorabile în acest sens.

2.3. *Circuitul de codificare.* Acest circuit trebuie să aibe un număr de intrări egal cu numărul de valori discrete, stabilit pentru tensiunea de

8-4-2-1. Rezultă în consecință că :

$$B_0 = A_1 + A_3 + A_5 + A_7 + \dots$$

$$B_1 = A_2 + A_3 + A_6 + A_7 + \dots$$

$$B_2 = A_4 + A_5 + A_6 + A_7 + A_{12} + A_{13} + \dots \quad (3)$$

$$\vdots$$

$$B_5 = A_{32} + A_{33} + A_{34} + \dots$$

Cu privire la aspectele tehnologice de realizare a circuitului rămân valabile cele afirmate în cazul decodificatorului.

Este important de observat că funcție de curbele de sarcină ale macaralei, există cazuri

în care mai multe ieșiri W_{ij} ale matricei de decodificare trebuie să fie conectate la o aceeași intrare a circuitului de codificare. Pentru ca ieșirile legate împreună să nu se influențeze reciproc, conectarea lor se face prin intermediul unor diode, așa cum rezultă din figura 4.

Celelalte circuite care intervin în schema-bloc din figura 1 nu prezintă particularități deosebite, determinate de utilizarea lor în cadrul limitatorului de moment, motiv pentru care nu sînt prezentate în cadrul lucrării. Se menționează doar faptul că, revenirea în starea inițială a circuitelor de blocare și semnalizare CBS, după dispariția suprasarcinii, are loc o întârziere de ordinul a 2—3 secunde. Se evită astfel blocări-deblocări repetate ale mișcărilor macaralei, ca urmare a oscilațiilor sarcinii din cîrlig.

3. Concluzii

Schema de limitator propusă se caracterizează prin aceea că include, în principal

circuite ce se pretează a fi realizate în totalitate pe cale integrată. Rezultă, în consecință, următoarele avantaje, comparativ cu schemele cunoscute de limitatoare: preț de cost deosebit de scăzut, în cazul unei producții de serie, siguranță ridicată în funcționare, dimensiuni de gabarit ale ansamblului reduse. Dispozitivul propus prezintă avantaj și prin faptul că permite, fără complicații deosebite mărirea numărului intervalelor de discretizare, în vederea atingerii preciziei dorite în exploatare.

Bibliografie

- [1] Tiponuf, V. Limitator electronic de moment pentru macarale cu braț telescopic. Brevet OSIM nr. 73428.
- [2] Tiponuf, V., Kissgheorghe, Z. Metodă de programare și de optimizare a programării unui limitator electronic de moment. În: EEA seria Automatica și electronica, nr. 1, martie 1981, p. 28—33.
- [3] Tiponuf, V., ș.a. Limitator electronic de moment AS-309. Instrucțiuni de montaj, reglaj, descriere funcțională, deservire, întreținere și depanare.

CZ 621.377 : 621.374

FUNCȚII TRIGONOMETRICE ȘI HIPERBOLICE
DUBLĂ PRECIZIE VIRGULĂ MOBILĂ
MICROPROCESOARE DE 8 BIȚI

Algoritmi de calcul în dublă precizie ai funcțiilor trigonometrice și hiperbolice implementați pe sisteme de calcul utilizînd microprocesoare de 8 biți

VICTOR G. TATOIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Algoritmii prezentați stau la baza subprogramelor de calcul ale funcțiilor trigonometrice și hiperbolice directe și inverse aflate în biblioteca aritmetică și de funcții prezentată în [7] și [8]. Această bibliotecă poate fi utilizată pe sisteme orientate pe aplicații, sau poate fi implementată pe microcalculatoarele Felix M18 sau M118, servind compilatoarelor de Fortran sau Basic.

1. Calculul sinusului și cosinusului

Cosinusul se calculează cu ajutorul sinusului:

$$\cos x = \sin(\pi/2 + x).$$

Pentru a calcula $\sin x$, se aplică substituția $x = 2/\pi \cdot x$, domeniul principal de definiție al sinusului devenind $[0,2]$. Se reduce apoi x la domeniul $[0,2]$ prin:

$x + 1$, adunare în virgula mobilă;

$\frac{x+1}{4}$, prin scăderea exponentului cu 2;

$\text{Int} \left\lfloor \frac{x+1}{4} \right\rfloor$, prin conversie real-întreg se elimină partea zecimală;

conversia întreg-real a lui $\text{Int} \left\lfloor \frac{x+1}{4} \right\rfloor$, prin normalizarea mantisei

$-4 \text{Int} \left\lfloor \frac{x+1}{4} \right\rfloor$, prin înmulțirea constantei -4 , în virgula mobilă;

$$x = x + \left(-4 \text{Int} \left\lfloor \frac{x+1}{4} \right\rfloor \right) \in [0,2].$$

Dacă $x > 1$, $x = 2 - x$, deci $x \in [0, 1]$.

În această fază se face apel la subrutina de rotunjire la 0 sau 1 virgula mobilă [7], dacă x se apropie de aceste extreme cu o precizie de 3 LȘBi, asigurîndu-se astfel rezultate corecte pentru 0 și $\pi/2$.

Memorîndu-se acest x , se practică substituția $y = 4x^2 - 2$ care va folosi în calculul polinomului de aproximare Cebishev:

$$\sin x = x \sum_{i=1}^8 a_i y^{8-i}.$$

* Centrul de cercetare științifică, inginerie tehnologică și producție industrială pentru tehnica de calcul — București

Constantele folosite sînt :

a_1	$= -3.92749$	95871	79770	E-14	= BO	EO	FC	C1	EA	C9	83	D4,
a_2	$= 1.33363$	03380	36149	E-11	= EA	9D	5E	F5	8C	CD	03	DC,
a_3	$= -3.35112$	07873	27880	E-9	= E6	49	8A	54	3E	CE	83	E4,
a_4	$= 5.92400$	91092	09480	E-7	= 9F	05	7B	09	AD	72	03	EC,
a_5	$= -6.82770$	00342	18216	E-5	= 8F	2F	EF	79	26	OD	83	F3,
a_6	$= 4.55663$	81996	57576	E-3	= 95	4F	DA	06	08	EF	03	F9,
a_7	$= -1.42425$	92007	69008	E-1	= 91	D8	19	B3	55	06	83	FE,
a_8	$= 1.26716$	21313	30799		= A2	32	5E	64	65	D1	00	01,
$\pi/2$	$= 1.57079$	63267	94896		= C9	OF	DA	A2	21	68	00	01,
$2/\pi$	$= 6.36619$	77236	75814	E-1	= A2	F9	83	6E	4E	45	00	00,
$-4.$	$= -4.$				= 80	00	00	00	00	00	80	03,
$2.$	$= 2.$				= 80	00	00	00	00	00	00	02.

Se dă în continuare, ca exemplu general pentru acest gen de funcții, modul de calcul al coeficienților din algoritmul sinusului.

Se folosește dezvoltarea în polinom Cebishev a sinusului :

$$\sin kx = 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k) \cdot T_{2n+1}(x),$$

unde $J_{2n+1}(k)$ este funcția Bessel de speța I-i și ordinul $2n+1$, iar $T_{2n+1}(x) = 2x \cdot T_{2n-1}(x) - T_{2n-3}(x)$ și $T_1(x) = x$, $T_3(x) = 4x^3 - 3x$.

Dacă $k = \pi/2$, atunci rezultă substituția $x = 2/\pi \cdot \alpha$.

Folosind substituția $y = 4x^2 - 2$, atunci

$$\frac{T_{2n+1}(x)}{x} = T_{2n+1}(y),$$

unde :

$$T_{2n+1}(y) = y \cdot T_{2n-1}(y) - T_{2n-3}(y) \text{ și}$$

$$T_3(y) = y - 1, \quad T_1(y) = 1,$$

și se scrie :

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{\pi}{2}x\right) &= 2x \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot T_{2n+1}(y) = \\ &= x \sum_{i=1}^m a_i y^{i-1}. \end{aligned}$$

Dezvoltînd expresiile și găsind reguli de recurență, se obține :

$$a_i = 2 \sum_{j=1}^m (-1)^{j+1} J_{2j-1}(\pi/2) \cdot b_{i,j}, \quad i = 1, \dots, m,$$

unde :

$$\begin{aligned} b_{1,1} &= 1 \\ b_{2,1} &= -1 \quad b_{2,2} = -1 \\ &\vdots \\ b_{i,1} &= -b_{i-2,1} \quad b_{i,i+1-j} = b_{i-1,i-j} - b_{i-2,i+1-j}, \\ &\vdots \quad j = i, \dots, 1 \\ b_{m,1} &= -b_{m-2,1} \quad b_{m,m+1-j} = b_{m-1,m-j} - b_{m-2,m+1-j}, \\ &\quad j = m, \dots, 1. \end{aligned}$$

2. Calculul tangentei

Se calculează numai pentru argument pozitiv, deci $\operatorname{tg}(-x) = -\operatorname{tg}x$ și folosindu-se un cuvînt de flaguri se memorează semnul ($f_1 = 1$ pentru minus). Dacă $x < 6,45239 \cdot 10^{-9}$, se aproximează tangenta cu arcul, $\operatorname{tg}x = x$.

Se folosește substituția $x = 2/\pi \cdot x$ și pentru a reduce pe x la $[0,2]$, analog cu procedura de la sinus, se utilizează :

$$x = x - 2 \cdot \operatorname{Int} \left\lfloor \frac{x+1}{4} \right\rfloor.$$

Dacă $x > 1$, $x = 2 - x$, deci $x \in [0, 1]$ și se complementează flagul de semn f_1 .

În acest stadiu se aplică subprogramul de rotunjire al lui x la 0 sau 1 virgulă mobilă, analog cazului sinusului.

Dacă $x > 1/2$, $x = 1 - x$, deci $x \in [0, 1/2]$ și $f_2 = 1$.

Dacă $x > 1/4$, $x = x - 1/2$, deci $x \in [-1/4, 0]$ și $f_3 = 1$.

Cu argumentul astfel redus la intervalul $[-1/4, 0] \cup [0, 1/4]$, polinomul de aproximare Cebishev se folosește cu substituția $y = x^2$ și este :

$$\operatorname{tg} \alpha = x \sum_{i=1}^{10} a_i y^{i-1}.$$

În funcție de valorile flagurilor f_1, f_2, f_3 , se obține valoarea funcției după cum urmează:

$$\text{dacă } f_3 = 1, \quad \text{tg} = \frac{1 + \text{tg}}{1 - \text{tg}};$$

$$\text{dacă } f_2 = 1, \quad \text{tg} = 1/\text{tg};$$

$$\text{dacă } f_1 = 1, \quad \text{tg} = -\text{tg}.$$

Valorile constantelor sînt:

a_1	=1.75402	69280	00539	= EO	83	F4	52	08	67	00	01,
a_2	=1.20545	13578	96491	= 9A	4C	3A	E7	8A	C7	00	01,
a_3	=1.27837	47103	35929	= A3	A1	C8	52	76	90	00	01,
a_4	=1.27300	75087	00037	= A2	F1	E8	F8	B6	EC	00	01,
a_5	=1.27324	84114	07288	= A2	F9	CD	CF	56	D1	00	01,
a_6	=1.27326	11332	95295	= A2	FA	38	87	62	C4	00	01,
a_7	=1.27343	71258	63299	= A2	FF	FC	DC	8C	2C	00	01,
a_8	=1.27508	20199	33487	= A3	35	E3	3B	AA	7D	00	01,
a_9	=1.29192	81950	12502	= A5	5D	E7	31	2D	F3	00	01,
a_{10}	=1.57079	63267	94896	= C9	OF	DA	A2	21	68	00	01,
6.45239	00000	00000	E-9	= DD	B3	D2	99	8E	1A	03	E5,
0.5			= 80	00	00	00	00	00	00	00	00,
0.25			= 80	00	00	00	00	00	00	03	FF.

3. Calculul arctangentei

Se calculează numai pentru argument pozitiv, $\arctg(-x) = -\arctg x$ și subunitar, $\arctg x|_{x>1} = \pi/2 - \arctg(1/x)$. Pentru a aduce argumentul în aceste limite, se testează semnul și mărimea lui x și se poziționează 2 flaguri dintr-un cuvînt de flaguri, pentru ca la sfîrșitul subprogramului să se stabilească corect rezultatul.

Avînd $x \in [0,1]$ se utilizează rutina de rotunjire la 0 sau 1 virgulă mobilă pentru a stabili exact valorile particulare la capetele intervalului și se descompune:

$$x = k \cdot \frac{1}{8} + w, \quad k = 0, \dots, 8. \quad \text{Descompunerea}$$

se realizează astfel:

$8x$, prin majorarea exponentului cu 3, $0 \leq \leq 8x \leq 1$;

$k = \text{Int}(8x)$, prin conversie real-întreg care elimină prin dreapta biții tracționari;

$8\text{Int}(8x)$, calculat prin 3 deplasări la stînga ale octetului ce conține $\text{Int}(8x)$, valoare care se memorează servind ulterior;

conversia întreg-real a lui $\text{Int}(8x)$, prin normalizarea mantisei

$$\frac{k}{8} = \frac{1}{8} \cdot \text{Int}(8x), \text{ prin diminuarea exponentului cu 3.}$$

Se utilizează substituția $z = \frac{x - k/8}{1 + x \cdot k/8}$, care este justificată prin faptul că, dacă, $\alpha = \arctg x$ și $\beta = \arctg(k/8)$, atunci $\alpha =$

$$= \beta + (\alpha - \beta) = \arctg(\text{tg}\beta + \arctg(\text{tg}(\alpha - \beta)))$$

deci:

$$\arctg x = \arctg(k/8) + \arctg \frac{x - k/8}{1 + x \cdot k/8}.$$

Valoarea $\arctg z$ este calculată cu polinomul de aproximație Cebishev al seriei Taylor utilizînd substituția $y = x^2$:

$$\arctg z = z \sum_{i=1}^6 a_i y^{i-1}.$$

Valorile $\arctg(k/8)$, $k = 1, \dots, 8$, sînt dispuse în memorie în ordinea crescătoare a lui k , adresa inferioară a valorii pentru $k = 1$ fiind multiplu de 8 și considerîndu-se drept bază adresa acestei valori micșorată cu 8, atunci adresa valorii k va fi baza majorată cu valoarea memorată $8\text{Int}(8x)$.

Valorile constantelor sînt :

$a_1 = -9.00076$	48601	39860	E-2 = B8	55	EE	19	10	1C	83	FD,
$a_2 = 1.11107$	14969	47198	E-1 = E3	8C	25	32	53	25	03	FD,
$a_3 = -1.42857$	13483	34407	E-1 = 92	49	24	08	70	86	83	FE,
$a_4 = 1.99999$	99999	26541	E-1 = CC	CC	CC	CC	AC	7E	03	FE,
$a_5 = -3.33333$	33333	33309	E-1 = AA	AA	AA	AA	AA	A9	83	FF,
$a_6 = 1$			= 80	00	00	00	00	00	00	01.

Deoarece $a_6 = 1 \cdot \text{și } 1.$ este prima constantă din șirul de 9 constante ale subprogramului de calcul al factorialului, constantele $a_1, \dots, a_5$ vor fi puse înaintea constantelor factorialului, însă neapărat în aceeași pagină de memorie.

Valorile $\text{arctg}(k/8)$:

1/8	1.24354	99454	67614	E-1 = FE	AD	D4	D5	61	7B	03	FD,
2/8	2.44978	66312	68642	E-1 = FA	DB	AF	C9	64	06	03	FE,
3/8	3.58770	67027	05722	E-1 = B7	BO	CA	OF	26	F7	03	FF,
4/8	4.63647	60900	08061	E-1 = ED	63	38	28	OD	DA	03	FF,
5/8	5.58599	31534	35624	E-1 = 8F	00	5D	5E	F7	F5	00	00,
6/8	6.43501	10879	32843	E-1 = A4	BC	7D	19	34	F7	00	00,
7/8	7.18829	99962	16245	E-1 = B8	05	3E	2B	C2	31	00	00,
1	7.85398	16339	74483	E-1 = C9	OF	DA	A2	21	68	00	00.

Relațiile care stau la baza calculului tangentei hiperbolice sînt :

$$\begin{aligned} x=0, & \quad \text{th}x = 0 \\ x<0, & \quad \text{th}x = -\text{th}(-x) \\ x<28\ln 2, & \quad \text{th}x = \frac{e^x - 1/e^x}{e^x + 1/e^x}, \text{ dacă nu, } \text{th}x = 1. \end{aligned}$$

4. Calculul aresinusului și arcecosinusului :

$$\begin{aligned} \text{aresin } x &= \text{arctg} \frac{x}{\sqrt{1-x^2}}, \\ \text{arccos } x &= \text{arctg} \frac{\sqrt{1-x^2}}{x}. \end{aligned}$$

Programul de calcul este comun, cu ajutorul unui flag determinîndu-se efectuarea împărțirii $x/\sqrt{1-x^2}$ sau invers. Mesajul de eroare în cazul $|x| > 1$ este dat de subprogramul de calcul al radicalului.

5. Calculul funcțiilor hiperbolice

Sinusul și cosinusul hiperbolic se calculează în mare parte prin program comun :

$$\begin{aligned} x=0, & \quad \text{sh } x = 0, \\ x<0, & \quad \text{sh } x = -\text{sh}(-x), \\ x<12\ln 2, & \quad \text{sh } x = 0,5(e^x - 1/e^x), \\ x<256\ln 2, & \quad \text{sh } x = 0,5e^x, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 12\ln 2 &= 8.31776 \quad 61667 \quad 19346 = \\ &= 85 \quad 15 \quad 91 \quad \text{F9} \quad \text{DD} \quad 5\text{B} \quad 00 \quad 04. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 28\ln 2 &= 1.94081 \quad 21055 \quad 67847 \quad \text{E} \quad 1 = \\ &= 9\text{B} \quad 43 \quad \text{D4} \quad \text{F8} \quad \text{D7} \quad 95 \quad 00 \quad 05. \end{aligned}$$

6. Calculul funcțiilor hiperbolice inverse

Argument sinus hiperbolic și argument cosinus hiperbolic se calculează prin program comun cu ajutorul relațiilor :

$$\text{argsh } x = \ln(x + \sqrt{x^2 + 1}),$$

$$\text{argch } x = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1}).$$

$$\text{ch } x = 1;$$

$$\text{ch } x = \text{ch}(-x);$$

$$\text{ch } x = 0,5(e^x + 1/e^x);$$

$$\text{ch } x = 0,5e^x, \text{ dacă nu, eroare}$$

dată de subprogramul de calcul al exponențialei.

Mesajele de eroare în caz că argumentul nu aparține domeniului de definiție sînt date de subprogramele de calcul ale radicalului și logaritmului.

Argument tangentă hiperbolică este dat de relația :

$$\operatorname{argth} x = \frac{1}{2} \ln \frac{1+x}{1-x},$$

mesajele de eroare în caz de argument eronat fiind date de către subprogram, dacă $x = 1$, sau de către logaritm.

6. Concluzii

Timpul de lucru al subprogramelor prezentate au fost dați în [7]. Precizia de lucru este mai bună de 13 cifre zecimale identice cu primele 13 cifre din valorile tabelate cu 25 zecimale.

Subprogramele respective fac parte dintr-o bibliotecă relocabilă compatibilă cu modul

de lucru al actualei biblioteci simplă precizie aflată pe sistemele Felix M18 și M118 și de aceea poate fi implementată pe acestea.

Bibliografie

- [1] Chu, Yoahan. Bazele proiectării calculatoarelor numerice. București, Editura tehnică, 1968.
- [2] Ralston, A. A First Course in Numerical Analysis. New York, McGraw-Hill Co., 1965.
- [3] * * * Biblioteca aritmetică MC8/MC80 — Manual de utilizare.
- [4] * * * FTPLK.SOU — Sursa bibliotecii aritmetice MC8/MC80.
- [5] * * * IBM 370/30 Arithmetic Library. User's Manual.
- [6] * * * CII IRIS 50. Specification de réalisation de la bibliothèque scientifique et de la bibliothèque Fortran.
- [7] Tatoi, V. Bibliotecă aritmetică și de funcții în virgulă mobilă — dublă precizie pentru sisteme de calcul utilizând microprocesoare de 8 biți. În : E.E.A. — A.E.27; nr. 4, decembrie, 1983, p. — 138.
- [8] Tatoi, V. Algoritmi de calcul în dublă precizie ai funcțiilor algebrice implementați pe sisteme de calcul utilizând microprocesoare de 8 biți. În : E.E.A. — A.E.28; nr. 2, iunie 1984, 1983, p. 64.

Z 681.3

REȚELE DE CALCULATOARE
ALGORITM DE CALCUL

Dirijarea adaptivă a datelor în rețelele de calculatoare

EUGEN STĂICUȚ* — BUCUREȘTI

Introducere

Sistemul de comutație al unei rețele de calculatoare trebuie să asigure o cale de comunicație fiabilă și cu disponibilitate ridicată între fiecare pereche de noduri ale rețelei, pentru transportul datelor între resursele de calcul. Pentru a asigura o disponibilitate ridicată rețeaua trebuie proiectată cu conectivitate mare, astfel încît să existe cel puțin două căi de comunicație disjuncte între oricare pereche de noduri din rețea [1]. Totuși, simpla existență a mai multor căi de comunicație disjuncte nu duce la creșterea disponibilității. Pentru aceasta, sînt necesare tehnici de dirijare adaptivă, care să dirijeze pachetele de date pe o cale liberă între nodul destinație, și, totodată, să ocultească liniile și nodurile căzute. Deci, un algoritm de dirijare adaptivă va duce la creșterea fiabilității și disponibilității rețelei prin dirijarea pachetelor pe o altă cale de comunicație, atunci cînd cade o linie sau un nod de pe calea pe care circulă pachetele de date.

1. Algoritm de dirijare adaptivă pentru o rețea cu linii și noduri perfect fiabile

Funcția importantă a unui algoritm de dirijare adaptivă este de a găsi calea cea mai

bună dintre două noduri pentru transmiterea unui pachet de date în condiții de trafic și conectivitate variabilă [4 — 6]. Criteriul folosit pentru alegerea celei mai bune căi este minimizarea timpului total de la nodul sursă la nodul destinație. În figura 1 se arată, ca exemplu, o cale de comunicație, presupunînd că nodul

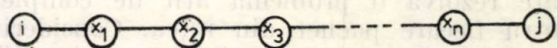


Fig. 1. O cale de comunicație $i-j$.

i este sursă, j destinație, iar $x_1, x_2, \dots, x_n$ sînt noduri intermediare pe calea $i-j$. Timpul de întârziere T_{ix_1} în transmiterea unui pachet între două noduri i și x_1 vecine este compus din :

— timpul de așteptare $T_{ix_1}^a$, în nodul i pînă cînd pachetele lansate anterior pe linia de comunicație $i-x_1$ sînt transmise;

— timpul efectiv de transmitere $T_{ix_1}^t$ pe linia de comunicație $i-x_1$; acest timp depinde de viteza de transmitere V pe linie și de lungimea pachetului de date L ;

$$T_{ix_1}^t = \frac{L}{V}; \quad (1)$$

— timpul de propagare $T_{ix_1}^p$ pe linia de comunicație, (care este echivalentă cu o linie de întârziere), ce depinde de calitatea liniei; această

* Institutul central pentru conducere și informatică — ICI — București

componentă este mult mai mică decât primele două componente și în general este neglijată.

Fie $T_{ix_i}(t)$ timpul total de întârziere între nodurile i și x_1 la momentul t .

$$T_{ix_1}(t) = T_{ix_1}^a(t) + T_{ix_1}^t(t) + T_{ix_1}^p(t). \quad (2)$$

Timpul $T_{ix_1}(t)$ depinde de momentul de timp t , în principal, prin numărul de pachete ce așteaptă să fie transmise pe linia $i-x_1$, deci de traficul din rețea la momentul respectiv.

Timpul total de întârziere între nodurile i și j , transmitînd pachetul pe calea $i, x_1, x_2, x_3, \dots, x_n, j$, este:

$$T_{ij}(t) = T_{ix_1}(t) + T_{x_1x_2}(t + T_{ix_1}(t)) + T_{x_2x_3}(t + T_{ix_1}(t) + T_{x_1x_2}(t + T_{ix_1}(t))) + \dots, \quad (3)$$

unde:

— $T_{ix_1}(t)$ este timpul de întârziere pentru transmiterea pachetului de la nodul i la nodul x_1 la momentul de timp t ;

— $T_{x_1x_2}(t + T_{ix_1}(t))$ este timpul de întârziere pentru transmiterea pachetului de la nodul x_1 la nodul x_2 la momentul de timp $t + T_{ix_1}(t)$;

— $T_{x_2x_3}(t + T_{ix_1}(t) + T_{x_1x_2}(t + T_{ix_1}(t)))$ este timpul de întârziere între nodul x_2 și x_3 la momentul $t + T_{ix_1}(t) + T_{x_1x_2}(t + T_{ix_1}(t))$.

Cînd se ia decizia în nodul i pe care linie de ieșire să se transmită pachetul de date cu destinația j , doar primul termen din expresia (3) poate fi determinat, ceilalți termeni nu se cunosc deoarece depind de traficul ce va exista în rețea la momente de timp în viitor. Prin urmare, o comparație exactă între diferite căi dintre nodurile i și j nu se poate face. De aceea se folosește o metodă aproximativă. Cel mai simplu este să se înlocuiască valoarea exactă $T_{ij}(t)$ cu o valoare estimată $\hat{T}_{ij}(t)$. Chiar dacă se procedează în felul acesta, practic nu se poate rezolva o problemă atât de complexă pentru fiecare pachet din rețea. Considerînd rețeaua staționară este posibil să se simplifice alegerea unei căi $i-j$, procedînd în felul următor: cînd se alege calea pentru un pachet, fiecare nod folosește valorile cele mai recente ale estimărilor timpilor de întârziere disponibile în acel nod și transmite pachetul respectiv pe prima linie din calea cu timp minim de întârziere spre destinație. În felul acesta, algoritmul de dirijare adaptivă nu stabilește o cale absolută de la nodul sursă la nodul destinatar, ci doar următorul nod pe calea spre nodul destinatar.

Pentru ilustrarea algoritmului de dirijare adaptivă se consideră o rețea cu N noduri și fie LE_i numărul de linii de ieșire din nodul i . În fiecare nod i se formează un tabel cu timpi de întârziere TI_i cu N linii și LE_i coloane. Valoarea $TI_i(j, k)$ reprezintă valoarea estimată a timpului de întârziere pentru transmiterea unui pachet de date de la nodul curent i la

nodul destinatar j , prima linie pe calea spre nodul destinatar j fiind linia de ieșire k din nodul curent i . Cînd se transmite un pachet de date de la nodul curent i la un nod destinatar, de exemplu nodul j , se alege linia de ieșire corespunzătoare celui mai mic timp de întârziere estimat din linia j a tabelului TI_i .

Ca exemplu, se consideră configurația din figura 2a și se presupune că tabela cu timpi de întârziere pentru nodul 5 este cea arătată în figura 2b. Dacă nodul 5 are de transmis un

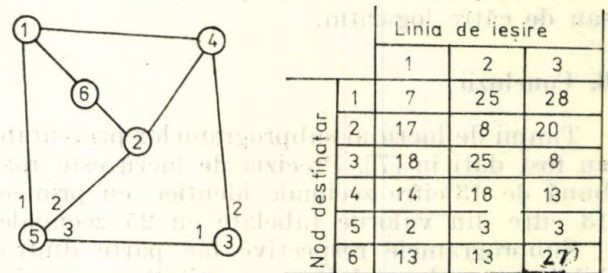


Fig. 2. Exemplu de ilustrare a algoritmului de dirijare adaptivă: a — configurația considerată ca exemplu; b — tabelul TI_5 .

pachet pentru nodul destinatar 1, îl va transmite pe linia de ieșire 1, pentru nodul destinatar 2 pe linia de ieșire 2, pentru nodul destinatar 3 pe linia de ieșire 3, pentru nodul destinatar 4 pe linia de ieșire 3. Se observă că pentru nodul destinatar 6 există două valori egale în linia 6 din tabelul TI_5 . În acest caz, pachetul este transmis pe prima linie cu timp minim, adică linia 1.

Tabelul cu timpi de întârziere dintr-un nod trebuie să conțină informații care să permită selectarea liniei care asigură timpul cel mai mic de întârziere, atunci cînd se transmite un pachet la o anumită destinație. Pentru aceasta nu este necesar ca valorile din această tabel să reprezinte timpul real de întârziere, ci să conțină informații care să permită compararea corectă între liniile de ieșire. Este, deci, suficient și convenabil (din punct de vedere practic) să se folosească numai valori întregi în tabelele cu timpi de întârziere.

Pentru ușurarea operațiilor de calcul al estimărilor timpilor de întârziere se fac următoarele simplificări:

1 — se presupune că toate pachetele au aceeași lungime;

2 — se presupune că toate liniile de comunicație au aceeași viteză de transmisie.

Prima ipoteză înseamnă că timpul de așteptare al unui pachet pentru a fi transmis pe o linie de comunicație este direct proporțional cu numărul de pachete din șirul de așteptare. Deci, componenta timp de așteptare din valoarea $TI_i(j, k)$ este proporțională cu numărul estimat de pachete puse în așteptare pe toate

liniile de comunicație de pe calea de la nodul curent i la nodul destinatar j , prima linie de pe această cale fiind linia de ieșire k din nodul i .

A doua ipoteză înseamnă că timpul de transmisie al unui pachet pe oricare linie de comunicație este același. Deci, componenta de timp de transmisie din valoarea $TI_i(j, k)$ este proporțională cu numărul estimat de linii de comunicație pe calea de la nodul curent i la nodul destinatar j , prima linie de pe această cale fiind linia de ieșire k din nodul curent i .

În concluzie, valorile estimate pentru timpii de întârziere din tabelele TI reflectă atât traficul din rețea, cât și topologia rețelei la momentul respectiv. Pentru a reflecta traficul din rețea la orice moment, tabelele TI din toate nodurile trebuie mereu actualizate.

Actualizarea tabelului cu timpi de întârziere dintr-un nod se face atât pe baza unor informații despre traficul prin acel nod, cât și pe baza unor informații despre traficul din rețea primite de la nodurile vecine.

Cînd un pachet de date este pus în șirul de așteptare pentru a fi transmis pe o linie de ieșire, toate valorile din coloana corespunzătoare acelei linii sînt crescute cu unu. De asemenea, cînd un pachet de date este transmis cu succes pe o linie de ieșire, toate valorile din coloana corespunzătoare acelei linii sînt scăzute cu 1. Procedînd în felul acesta, linia i din tabela TI_i nu este zero, cît ar trebui să fie teoretic (timpul de întârziere de la nodul sursă i la nodul destinatar i), ci va indica numărul de pachete din șirurile de așteptare pentru transmisie pe liniile de ieșire, adică $TI_i(i, k)$ reprezintă numărul de pachete din șirul de așteptare pentru transmisie pe linia de ieșire k din nodul i . Astfel, de exemplu, în figura 2 b se observă că în șirul de așteptare pentru transmisie pe linia de ieșire 1 din nodul 5 sînt două pachete, pentru liniile 2 și 3 sînt trei pachete.

Pentru a putea estima traficul din celelalte noduri, fiecare nod informează periodic toate nodurile vecine cum arată tabelul său cu timpi de întârziere. Procedura este cel mai bine ilustrată de un exemplu. Să presupunem că nodul 5 din figura 2a va informa nodurile vecine 1, 2 și 3 despre conținutul tabelului său cu timpi de întârziere TI_5 . Ce informații sînt utile nodului 3, de exemplu?

Este evident că nodul 3 dorește să cunoască de la nodul 5 care este situația dincolo de nodul 5, privind dinspre nodul 3. Pentru acesta, nodul 5 formează un vector $V_{5,3}$, care va fi transmis la nodul 3. Vectorul $V_{5,3}$ conține timpii minimi estimați în momentul respectiv pentru a ajunge la toate nodurile din rețea pornind de la nodul 5, fără a folosi linia de ieșire 3 către nodul 3.

$$V_{5,3} = (V_{5,3}(1), V_{5,3}(2), \dots, V_{5,3}(N)), \quad (4)$$

unde :

$$V_{5,3}(j) \leftarrow \min_{k=1,2} \{TI_5(j, k)\}; j = 1, 2, \dots, N \text{ și } j \neq 5, \quad (5)$$

$$V_{5,3}(5) = 0. \quad (6)$$

Pentru valorile TI_5 din figura 2b rezultă :

$$V_{5,3} = (7, 8, 18, 14, 0, 13).$$

Cînd nodul 3 primește mesajul cu vectorul $V_{5,3}$ cu întârzieri minime, va actualiza coloana corespunzătoare din tabelul său de întârzieri TI_3 . La fiecare componentă a vectorului $V_{5,3}$ se adună numărul de pachete din șirul de așteptare pentru linia de ieșire 1 din nodul 3 ($TI_3(3, 1)$) și o valoare TL , care reflectă întârzierea pentru transmisie pe linia dintre nodurile 3 și 5. Suma obținută reprezintă noua valoare în tabela TI_3 . Procedura de actualizare a coloanei 1 din tabelul cu timpi de întârziere TI_3 din nodul 3, în conformitate cu cele arătate mai sus, poate fi scrisă astfel :

$$TI_3(j, 1) = V_{5,3}(j) + TL + TI_3(3, 1); j = 1, 2, \dots, N \text{ și } j \neq 3, \quad (7)$$

$$TI_3(3, 1) = \text{neschimbat}. \quad (8)$$

În figura 3 se arată actualizarea tabelului TI , după primirea vectorului $V_{5,3}$, considerînd $TL = 5$. În același mod este actualizată și coloana a doua din tabelul TI_3 după primirea vectorului $V_{4,3}$ de la nodul 4. Același procedeu se folosește pentru toate nodurile din rețea.

Pentru a generaliza descrierea, se presupune că $V_{i,k}^T$ este vectorul cu timpi minimi (numit și vector de rutare) ce este transmis de la nodul i la nodul vecin pe linia de ieșire k .

		Linia de ieșire				Linia de ieșire	
		1	2			1	2
Nod destinatar	1	13	14	7	Nod destinatar	1	14
	2	12	15	8		2	15
	3	2	1	18		3	2
	4	19	6	14		4	21
	5	7	18	0		5	7
	6	20	18	13		6	20

Fig. 3. Actualizarea TI_3 : a — TI_3 înainte de actualizare; b — $V_{5,3}$ recepționat; c — TI_3 după actualizare.

$$V_{i,k}^T = (V_{i,k}^T(1), V_{i,k}^T(2), \dots, V_{i,k}^T(N)). \quad (9)$$

Componentele vectorului $V_{i,k}^T$ sînt calculate după relațiile :

$$V_{i,k}^T(n) = \min_{\substack{m=1, LE_i \\ m \neq k}} \{TI_i(n, m)\}; n = 1, 2, \dots, N \text{ și } n \neq i, \quad (10)$$

$$V_{i,k}^T(i) = 0. \quad (11)$$

Fie $V_{j,k}^R$ vectorul cu timpi minimi de întârziere, pe care nodul j l-a primit pe linia k . Procedura de actualizare a coloanei k din tabela cu timpi de întârziere TI_j din nodul j poate fi scrisă astfel:

$$TI_j(n,k) = V_{j,k}^R(n) + TL + TI_j(i,k); n = 1, 2, \dots, N \text{ și } n \neq j, \quad (12)$$

$$TI_j(j,k) = \text{neschimbat}. \quad (13)$$

Această actualizare se face imediat după primirea unui vector cu timpi minimi de întârziere.

Transmiterea vectorilor de rutare se poate face în două moduri:

— aperiodic, transmiterea este provocată atunci cînd o valoare în TI_i s-a modificat cu mai mult de o valoare specificată de la ultima actualizare;

— periodic, toate nodurile din rețea transmit periodic vectori de rutare la nodurile vecine, la intervale de T_r secunde.

Se presupune că rețeaua este neîncărcată și actualizarea tabelor cu timpi de întârziere TI_i se face ca mai sus. În acest caz, traficul din rețea fiind zero, componenta de timp de așteptare din timpul de întârziere este zero și, ca urmare, valorile din tabelul TI_i vor fi egale cu:

$$TI_i(j,k) = N_i(j,k) \cdot TL, \quad (14)$$

unde $N_i(j,k)$ este numărul de linii de comunicație pe calea $i-j$ dacă pachetul părăsește nodul i pe linia k .

Valorile inițiale din tabelele TI_i nu au importanță, deoarece după cîteva actualizări se ajunge la valorile date de relația (14).

În concluzie, pentru o rețea slab încărcată cu trafic, algoritmul de dirijare adaptivă descris mai sus va asigura transmiterea pachetelor pe calea cu numărul cel mai mic de linii de comunicație. Pentru o rețea încărcată cu trafic, rezultă:

$$TI_i(j,k) \geq N_i(j,k) \cdot TL. \quad (15)$$

Modificînd valoarea TL , se poate controla gradul de alternare a rutelor și de sensibilitate a algoritmului de dirijare adaptivă la variații mici ale lungimii șirurilor de așteptare. Dacă TL este mare în comparație cu timpul mediu de așteptare pentru transmisie, atunci calea aleasă pentru un pachet tinde să fie una din căile cu cele mai puține linii (cu cea mai mică valoare $N_i(j,k)$). Totuși, dacă TL este prea mare, actualizarea tabelor TI_i nu se mai poate adapta la fluctuațiile traficului din rețea.

Valoarea aleasă pentru TL poate de asemenea controla probabilitatea de formare a buclelor. Dacă TL este extrem de mare, atunci buclele sînt evitate cu costul unor întârzieri medii

apropiate de cele obținute prin dirijarea pachetelor pe rute fixe (folosind ruta cu numărul cel mai mic de linii). În practică, pot să fie obținute întârzieri mai mici decît pentru dirijarea pe rute fixe, deoarece între două noduri există mai multe rute cu același număr de linii. De exemplu, între nodurile 3 și 6 din figura 2a există 4 rute, fiecare avînd trei linii de comunicație. Traficul între nodurile 3 și 6 va fi dirijat, pe rînd, pe una din aceste rute, obținînd timpi de întârziere mai mici în comparație cu dirijarea pe rute fixe.

Dacă valoarea TL este prea mică, probabilitatea de apariție a buclelor este mare.

Algoritmul de dirijare adaptivă a pachetelor de date descris mai sus, nu se adaptează la căderea liniilor și nodurilor, deoarece nu conține nici un mecanism pentru a reflecta aceste avarii în tabelele cu timpi de întârziere. În concluzie, algoritmul descris mai sus se poate folosi doar pentru linii și noduri perfect fiabile, realizînd dirijarea pachetelor de date pe ruta care asigură cel mai mic timp de întârziere.

2. Adaptarea tabelor de dirijare a pachetelor de date la căderea și repararea liniilor

O linie este declarată căzută atunci cînd nu se mai poate comunica pe ea. Căderea unei linii este produsă de una din următoarele cauze: defectarea echipamentelor de telecomunicații, întreruperea cablurilor de telecomunicații, defectarea modemului sau a cuplorului de teletransmisie.

Pentru ca algoritmul de dirijare adaptivă să poată lua în considerație căderea unei linii, trebuie ca mai întîi să se dispună de o metodă pentru detecția căderii unei linii. Această metodă nu trebuie să fie sensibilă la zgomot în impulsuri sau alte condiții de eroare ce pot dura zecimi de secundă. Erorile produse de perturbații electrice sau întreruperi de scurtă durată ale liniei sînt tratate de protocoalele de comunicație pe linie (nivelul 2) și nu duc la declararea liniei ca fiind căzută [2]. O linie este declarată căzută doar prin absența îndelungată a pachetelor. Pentru a detecta dacă a căzut o linie, se folosește un mecanism de time-out. Dacă nu sosește nici un pachet pe linie pînă la expirarea unui interval de time-out de durată T secunde, linia este declarată căzută (T poate fi considerat de ordinul secundelor).

Așa cum s-a arătat în paragraful precedent, fiecare nod transmite periodic la nodurile vecine mesaje de rutare. Perioada T_r de transmitere a mesajelor de rutare se ia mult mai mică decît intervalul de time-out T , pentru a avea siguranța că vor exista mesaje pe linie, chiar atunci cînd nu există pachete de date utilizator de transmis.

După ce o linie este declarată căzută, toate pachetele ce așteaptă să fie transmise pe acea linie sint redirijate pe alte linii. Dacă nu există nici o cale disponibilă către o anumită destinație, pachetele corespunzătoare sint distruse și sursa lor este înștiințată de acest lucru.

Tabelul cu timpi de întârziere dintr-un nod trebuie să reflecte faptul că o linie este căzută și pe aceasta nu trebuie să mai fie dirijate pachete pentru transmisie. Pentru a realiza acest lucru, toate intrările din coloana tabelului cu timpi de întârziere corespunzătoare liniei căzute iau o valoare semnificativ de mare (teoretic infinit). Fie MAX această valoare, de exemplu $MAX = 1\ 000$. În figura 4 se arată,

		Linia de ieșire	
		1	2
Nod destinație	1	14	1000
	2	15	1000
	3	2	1000
	4	21	1000
	5	7	1000
	6	20	1000

Fig. 4. Actualizarea tabelului TI_3 după căderea liniei 2.

ca exemplu, actualizarea tabelului TI_3 din nodul 3 după căderea liniei de ieșire 2 (dintre nodul 3 și nodul 4). Ca urmare, a acestei actualizări, o linie căzută nu mai este considerată pentru dirijarea pachetelor, deoarece valorile în coloana corespunzătoare unei linii căzute sint mai mari decît valorile din celelalte coloane din tabela cu timpi de întârziere. De fapt, algoritmul de dirijare adaptivă nu va dirija pachete de date pe o linie corespunzătoare unei valori în tabela cu timpi de întârziere mai mare decît o valoare de prag TP , care se alege mai mică decît valoarea MAX.

Faptul că o linie a căzut este propagat la toate nodurile din rețea prin algoritmul de transmitere periodică a mesajelor de rutare la nodurile vecine pentru actualizarea tabelelor cu timpi de întârziere.

Algoritmul de dirijare adaptivă trebuie să aibă posibilitatea să detecteze în mod automat faptul că o linie a fost reparată. Pentru a realiza acest lucru, mesajele de rutare se transmit pe o linie chiar și după ce a fost declarată căzută. Dacă încep să sosească mesaje de rutare pe o linie declarată căzută, înseamnă că linia a fost reparată și ca urmare intrările în coloana corespunzătoare din tabela cu timpi de întârziere vor lua valoarea zero și în continuare algoritmul de dirijare adaptivă va considera această linie pentru dirijarea pachetelor pentru transmisie. Faptul că linia a fost reparată va fi transmis la celelalte noduri prin algoritmul de actualizare a tabelelor cu timpi de întârziere.

3. Adaptarea tabelelor de dirijare a pachetelor de date la căderea și repararea nodurilor

În rețeaua de comunicație pot apărea situații cînd un nod nu poate comunica cu celelalte noduri din rețea. În acest caz nodul este declarat căzut (izolat). Cauza declarării unui nod căzut este fie căderea tuturor liniilor ce pleacă din acel nod fie defectarea nodului propriu-zis. În orice caz, căderea unui nod nu poate fi detectată rapid și ușor din tabelele cu timpi de întârziere sau din vectorii de actualizare a acestor tabele, care sosesc de la nodurile vecine.

Dacă un nod este înlăturat din rețea în mod voit, de exemplu pentru întreținere, atunci el poate informa nodurile sale vecine că va întrerupe funcționarea. La rîndul lor, nodurile vecine pot informa vecinii lor de căderea nodului respectiv și așa mai departe pînă cînd toate nodurile din rețea sint informate despre aceasta. În acest fel, calculatoarele de prelucrare date conectate la nodul căzut sint declarate căzute și nu se mai acceptă pachete în rețea destinate pentru calculatoarele căzute.

Problema dificilă constă în detecția unui nod care devine izolat de rețea, adică nu mai poate comunica cu nici un nod din rețea. Indiferent care este cauza izolării unui nod, efectul este același cu căderea tuturor liniilor ce pleacă de la nodul respectiv.

Pentru a localiza ușor un nod căzut, fiecare nod K menține un tabel $TLCS_K$ care conține lungimea căii celei mai scurte ce există de la el la fiecare nod din rețea, adică numărul de linii de comunicație pe calea cea mai scurtă. Fiecare nod transmite periodic la nodurile vecine acest tabel. La cea mai mică lungime a căii către o anumită destinație, pe care un nod o primește de la nodurile vecine, nodul receptor adaugă 1 și memorează acest rezultat ca fiind lungimea căii cea mai scurtă către destinația respectivă. Cînd un nod cade, lungimea căii către acest nod de la oricare alt nod din rețea va depăși o valoare limită maximă și ca urmare toate nodurile din rețea vor ști că acel nod a căzut. În figura 5 se consideră nodul K , fiind conectat la nodurile vecine X , Y și Z , care fac parte dintr-o rețea cu N noduri.

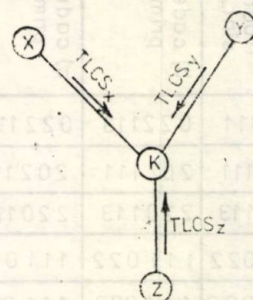


Fig. 5. Transmiterea vectorilor $TLCS$.

Tabelul cu lungimea căii celei mai scurte de la nodul K la toate celelalte noduri se no-

tează cu $TLCS_K$:

$$TLCS_K = [TLCS_K(1), TLCS_K(2), \dots, TLCS_K(N)], \quad (16)$$

unde $TLCS_K(J)$ reprezintă lungimea căii cea mai scurtă de la nodul K la nodul J .

Nodul K primește vectorii $TLCS_X$, $TLCS_Y$, și $TLCS_Z$ de la nodurile X , Y , și Z . Actualizarea tabelului $TLCS_K$ după primirea vectorilor $TLCS_X$, $TLCS_Y$ și $TLCS_Z$ se face după relațiile:

$$TLCS_K(J) = \min\{\min[TLCS_X(J), TLCS_Y(J), TLCS_Z(J)] + 1, N\}; J = 1, 2, \dots, N \text{ și } J \neq K, \quad (17)$$

$$TLCS_K(K) = 0. \quad (18)$$

Relația (18) forțează lungimea căii de la nodul K la el însuși să fie zero. În felul acesta când nodurile X , Y , și Z primesc vectorul $TLCS_K$ de la nodul K , calculele vor da totdeauna lungimea 1 pentru calea cea mai scurtă între aceste noduri și nodul K .

	a) valori inițiale	b) prima actualizare	c) a doua actualizare	d) a treia actualizare (regim staționar)
$TLCS_1$	000000	011111	022111	022111
$TLCS_2$	000000	101111	202111	202111
$TLCS_3$	000000	110111	220112	220113
$TLCS_4$	000000	111011	111022	111022
$TLCS_5$	000000	111101	111202	111202
$TLCS_6$	000000	111110	112220	113220

Fig. 6. Inițializarea tabelelor $TLCS$.

	a) regim staționar (toate liniile sînt bune)	b) cede linia 1-6. prima actualizare	c) cede și linia 2-6. prima actualizare	d) a doua actualizare	e) a treia actualizare	f) a patra actualizare	g) a cincea actualizare (regim staționar)	h) se reface linia 1-6. prima actualizare	i) a doua actualizare	j) a treia actualizare (regim staționar)
$TLCS_1$	022111	022113	022113	022113	022115	022115	022116	022111	022111	022111
$TLCS_2$	202111	202111	202113	202113	202115	202115	202116	202116	202116	202113
$TLCS_3$	220113	220113	220113	220113	220115	220115	220116	220116	220116	220113
$TLCS_4$	111022	111022	111022	111024	111024	111026	111026	111026	111022	111022
$TLCS_5$	111202	111202	111202	111204	111204	111206	111206	111206	111202	111202
$TLCS_6$	113220	313220	313220	313220	313220	313220	313220	133220	133220	133220

Fig. 7. Exemplu de actualizare a tabelelor $TLCS$ în cazul izolării nodului 6.

Considerind N noduri în rețea, lungimea maximă a unei căi între două noduri este $N-1$, în cazul în care calea respectivă trece prin toate nodurile și nu conține bucle. Deci, în cazul în care tabela $TLCS_K$ într-un nod K va indica un număr de linii mai mare decît $(N-1)$ pe calea cea mai scurtă către un nod J , aceasta înseamnă că nu există nici o cale de comunicație reală de la K la J .

Procedeeul se poate explica mai bine printr-un exemplu. Pentru aceasta se consideră configurația din figura 2a cu 6 noduri. În figura 6 se consideră că inițial toate valorile în tabelele $TLCS$ sînt zero. În linia K se arată valorile din tabelul $TLCS_K$ menținută de nodul K . Fiecare nod transmite periodic tabelul său $TLCS$ la nodurile vecine. De exemplu, nodul 1 transmite tabelul $TLCS_1 = [000000]$ la nodurile 4, 5 și 6. După primirea vectorilor $TLCS_4 = [000000]$, $TLCS_5 = [000000]$ și $TLCS_6 = [000000]$ de la nodurile 4, 5, și 6, tabela $TLCS_1$ este actualizată după relațiile (17) și (18), luînd valorile $TLCS_1 = [011111]$ așa cum se arată în figura 6b. La fel se actualizează și tabelele din celelalte noduri. După a doua perioadă de transmisie, tabelele $TLCS$ se actualizează așa cum se arată în figura 6c. Se observă că după trei actualizări, valorile din tabelele $TLCS$ ajung în regim staționar (nu se mai modifică prin actualizări ulterioare). După a treia actualizare, se obține, de exemplu, $TLCS_3 = [220113]$, care arată că pe calea cea mai scurtă de la nodul 3 la nodurile 1 și 2 există două linii, la nodurile 4 și 5 o linie, iar la nodul 6 trei linii. Valorile inițiale din tabelele $TLCS$ nu au importanță, se pot lua orice valori și prin actualizare se va ajunge la aceleași valori în regim staționar.

În figura 7 se arată modificarea valorilor din tabelele $TLCS$ după ce a căzut linia 1-6.

Căzînd linia 1-6, nodul 1 nu va primi decît tabelele $TLCS_4$ și $TLCS_5$ de la nodurile 4 și 5, iar nodul 6 va primi doar tabelul $TLCS_2$ de la nodul 2. Făcînd actualizarea conform relațiilor (17) și (18) se obțin valorile din figura 7b. Acestea sînt chiar valorile de regim staționar. Se observă că $TLCS_1$ va indica acum trei linii pe calea cea mai scurtă de la nodul 1 la nodul 6.

În continuare, se consideră că va cădea și linia dintre nodurile 6 și 2, tabelele din figura 7 de la *c* la *g* arată valorile după fiecare actualizare succesivă (în total cinci actualizări). Atîta timp cît durează căderea celor două linii, valorile din coloana a șasea din tabelele $TLCS$ vor continua să crească, atingînd în final valoarea $N = 6$. Cînd aceste valori ating valoarea de prag $N = 6$, nodul destinat este declarat căzut (izolat). Se observă că după a patra actualizare nodurile 4 și 5 vor declara că nodul 6 (fig. 7f) a căzut, iar după încă o actualizare nodul 6 este declarat căzut și de nodurile 1, 2 și 3, figura 7g.

Procedura descrisă mai sus funcționează corect și în cazul repunerii în funcțiune a unei linii sau a unui nod căzut. Tabelele de la *h* la *j* din figura 7 arată ce se întîmplă dacă se reface linia între nodurile 1 și 6. Linia 1-6 refăcîndu-se, nodul 6 va transmite la nodul 1 tabela sa $TLCS_6$ cu vechile valori păstrate în memorie, adică [313220].

Trebuie subliniat că dacă ar fi căzut nodul 6, la repunerea în funcțiune va transmite tabela sa cu valorile inițiale zero. Se observă că după prima actualizare (tabelul *h*), nodul 1 nu mai consideră nodul 6 izolat, după a doua actualizare nici nodurile 4 și 5 nu mai consideră nodul 6 izolat, iar după a treia actualizare se ajunge în regim staționar, cînd toate nodurile iau cunoștință că nodul 6 nu mai este izolat.

4. Factorul de reducere a capacității de transmisie și factorul de creștere a fiabilității prin dirijarea adaptivă

Transmiterea periodică a vectorilor de rutare și de actualizare a tabelelor $TLCS$ scade capacitatea efectivă a canalului de comunicație. Pentru a avea un efect mai mic asupra capacității canalului cei doi vectori se grupează într-un singur pachet, așa cum se arată în figura 8,

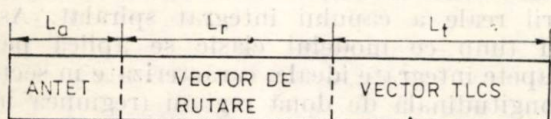


Fig. 8. Asamblarea vectorului de rutare și a vectorului $TLCS$ într-un singur pachet.

în care L_r este lungimea vectorului de rutare, L_t — lungimea vectorului $TLCS$ și L_a — lungimea antetului mesajului (în biți).

Considerînd C capacitatea canalului (în bps) și C_E capacitatea efectivă, rezultă :

$$C_E = C - \frac{L_a + L_r + L_t}{T_r} \quad (19)$$

Se consideră, de exemplu : $N = 30$, $T_r = 0,5$ s ; $L_a = 64$ biți ; $L_r = L_t = 30$ octeți = 240 biți (vectorul de rutare și vectorul $TLCS$ conține un octet pentru fiecare nod), $C = 48\,000$ bps. Rezultă :

$$C_E = 48\,000 - (64 + 240 + 240) \cdot \frac{1}{0,5} = 46\,922 \cong 47 \text{ kbps.} \quad (20)$$

Se definește factorul I_c de reducere a capacității de transmitere prin dirijarea adaptivă în felul următor :

$$I_c = \frac{C - C_E}{C} 100\%. \quad (21)$$

Pentru exemplul considerat se obține $I_c = 2\%$, deci o reducere nesemnificativă a capacității de transmitere. Dacă perioada de transmitere T_r este mai mare, reducerea capacității canalului este mai mică.

Se definește factorul I_R de creștere a fiabilității prin dirijarea adaptivă prin raportul :

$$I_R = \frac{F_N}{F_{DA}} = \frac{1 - R_N}{1 - R_{DA}}, \quad (22)$$

unde :

— F_N și R_N sînt nonfiabilitatea, respectiv fiabilitatea rețelei în cazul cînd nu se aplică dirijarea adaptivă ;

— F_{DA} și R_{DA} sînt nonfiabilitatea, respectiv fiabilitatea, rețelei în cazul în care se aplică dirijarea adaptivă.

Factorul I_R este util pentru o evaluare cantitativă a îmbunătățirii fiabilității rețelei prin dirijarea adaptivă față de dirijarea pe rute fixe.

5. Concluzii

În această lucrare s-a prezentat un algoritm de dirijare adaptivă a datelor într-o rețea de calculatoare, luînd în considerație atît traficul din rețea, cît și starea de funcționare a liniilor și nodurilor rețelei. Un astfel de algoritm a fost implementat pentru rețeaua națională de calculatoare.

Bibliografie

- [1] Guran, M., Coman, S., Papadopol, V., Stăicuț, E. Aspecte privind structura software-ului pentru nodul de comunicație al unei rețele de calculatoare. În: BRI, nr. 1, 1981, p. 7—18.
- [2] Guran, M., Păunescu, F., Stăicuț, E., Papadopol, V. Software structure for computer networks. În: 4-th International Conference on Control Systems and Computer Science, IPB, București, 1981, vol. IV, p. 137—142.
- [3] Păunescu, F., Stăicuț, E., Papadopol, V., Coman, S. Some aspects of computer networks design. În: 5-th International Conference on Control Systems and Computer Science, IPB, București, 1983, vol. II, p. 282—287.
- [4] Cegrell, T. Routing procedure for the TIDAS message-switching network. În: IEEE Trans. on Comm. vol. COM-23, nr. 6, iunie 1975, p. 575—585.
- [5] Rosen, E. C. The updating protocol of ARPANET's new routing algorithm. În: Computer Networks, nr. 4, 1980, p. 11—19.
- [6] McQuillan, J. M., Richer, I., Rosen, E. C. The new routing algorithm for the ARPANET, În: IEEE Trans. on Comm. vol. COM-28, nr. 5, mai 1980, p. 711—719.

CZ 621.3.042 : 621.317.3

CAP MAGNETIC INTEGRAT
CIRCUIT MAGNETIC DISTRIBUIT

Analiza eficienței și inductanței unui cap magnetic integrat

PETRU CIUREANU*, GHEORGHE KORONY** — BUCUREȘTI

Introducere

Capetele magnetice integrate sînt realizate în structură de straturi subțiri feromagnetice (piesele polare), conductoare (înfășurarea de scriere/lectură), și dielectrice (izolația dintre înfășurare și circuitul magnetic), depuse prin evaporare în vid pe un substrat de sticlă. În funcție de structura înfășurării, capetele magnetice integrate se pot clasifica în capete multi-strat (cu spirele înfășurării suprapuse în plane paralele) sau capete spiralate (cu spirele înfășurării dispuse în planul median al capului), în ambele cazuri înfășurarea fiind situată între piesele polare [1]. Cerința de bază a proiectării este asigurarea unei valori maxime pentru eficiența în putere a capului. Calculul eficienței și inductanței se face utilizînd modele unidimensionale [2] — [3] sau bidimensionale [4] cu circuit magnetic distribuit, tip „linie de transmisie”, ale capului integrat spiralat.

1. Eficiența în putere

Principiul de funcționare al capetelor integrate inductive este același ca în cazul capetelor magnetice clasice. Parcurgerea spirelor înfășurării de către un curent de scriere, generează în întrefier un cîmp magnetic. Fluxul de dispersie al întrefierului produce magnetizarea unui mediu de înregistrare din imediata vecinătate a întrefierului. La fel, pătrunderea în întrefier a unui flux magnetic variabil în timp, generat de un mediu de înregistrare magnetizat și în mișcare relativă față de cap, induce în înfășurare o tensiune electromotoare de lectură.

Eficiența se definește ca un raport între efect și cauză, reprezentînd la scriere raportul între căderea de tensiune magnetică în întrefier și solenajia înfășurării :

$$F_s = \frac{H_a \cdot g_a}{E_s \cdot I}, \quad (1)$$

unde : g_a este lungimea întrefierului iar N numărul de spire.

La lectură, eficiența se definește ca raportul dintre amplitudinea tensiunii induse în înfășurare și variația în timp a fluxului magnetic generat de mediu :

$$E_l = \frac{U_l}{j\omega\Phi_0}. \quad (2)$$

Singurul model de calcul care oferă o expresie analitică pentru eficiență este modelul unidimensional cu circuit magnetic distribuit Paton-Jones [2 — 3]. Generalizarea acestui model, impusă de o mai bună corelare a calculului cu rezultatele experimentale, a fost prezentată anterior [5].

Generalizarea modelului unidimensional Paton-Jones se referă la utilizarea unei geometrii reale a capului integrat spiralat. Astfel, în timp ce modelul clasic se aplică pentru capete integrate ideale, caracterizate în secțiune longitudinală de două regiuni (regiunea întrefierului și regiunea mediană) [3], modelul generalizat se aplică capetelor integrate reale, caracterizate de trei regiuni (fig. 1.). Introducerea în calcul a treptei duble posterioare, caracteristică a secțiunii oricărui cap spiralat, conduce la obținerea următoarei expresii pen-

* Centrul de cercetare științifică, inginerie tehnologică și producție industrială pentru tehnică de calcul.

**Institutul de fizică și tehnologia materialelor — București

tru eficiența la scriere sau lectură a unei spire [5]:

$$E_i = \frac{2\lambda_b}{l} \operatorname{sh} \frac{l}{2\lambda_b} \cdot \frac{\operatorname{ch} \frac{l_c}{\lambda_a} \operatorname{ch} \frac{l_a+l_b-s_i}{\lambda_b} + \frac{g_a\lambda_b}{g_b\lambda_a} \operatorname{sh} \frac{l_c}{\lambda_a} \operatorname{sh} \frac{l_a+l_b-s_i}{\lambda_b}}{\left(\operatorname{ch} \frac{l_c}{\lambda_a} + \frac{g_a\lambda_b}{g_b\lambda_a} \operatorname{sh} \frac{l_c}{\lambda_a} \right) \left(\operatorname{ch} \frac{l_a}{\lambda_a} \operatorname{ch} \frac{l_b}{\lambda_b} + \frac{g_b\lambda_a}{g_a\lambda_b} \operatorname{sh} \frac{l_a}{\lambda_a} \operatorname{sh} \frac{l_b}{\lambda_b} \right)}, \quad (3)$$

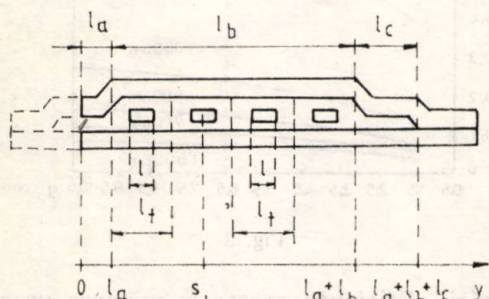


Fig. 1

unde :

$$\lambda_b = \sqrt{\frac{\mu_r t g_b}{2}}, \quad \lambda_a = \sqrt{\frac{\mu_r t g_a}{2}}. \quad (4)$$

Expresia (3) reprezintă eficiența în putere a spirei unui cap magnetic integrat, în funcție de parametrii geometrici ai secțiunii longitudinale (fig. 1.). Astfel, l reprezintă lățimea spirei, l_a lungimea regiunii întrefierului, l_b lungimea regiunii mediane, l_c lungimea regiunii posterioare, g_a lungimea întrefierului, g_b grosimea regiunii mediane iar s_i coordonata pe axa longitudinală a centrului spirei. În relația (3) mai apar permeabilitatea magnetică relativă a straturilor feromagnetice (μ_r) și grosimea acestor straturi (t). Trebuie remarcat că forma expresiei (3) s-a obținut pentru grosimea regiunii posterioare egală cu lungimea întrefierului (g_a). Această configurație este caracteristică în cazul izolării înfășurării cu două straturi dielectrice, cu dimensiuni în plan identice și avînd grosimi egale și de aceeași ordin de mărime cu grosimea stratului conductor.

Eficiența în putere a capului magnetic integrat spiralat se obține mediind eficiențele tuturor spirelor :

$$E = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_i. \quad (5)$$

Din relația (3) se observă că, în cazul neglijării lungimii regiunii posterioare ($l_c = 0$), termenii în $\operatorname{sh}(l_c/\lambda_a)$ se anulează iar termenii în

$\operatorname{ch}(l_c/\lambda_a)$ devin unitari, expresia eficienței în putere avînd o structură asemănătoare cu cea obținută cu modelul clasic cu circuit magnetic distribuit [3]. Utilizînd o tehnologie de realizare cu precizie medie, lungimea regiunii posterioare are valoarea $l_c = (1 \div 2)l$.

2. Analiza eficienței

Expresia eficienței medii a capului integrat este o funcție de nouă variabile independente : $l_a, l_b, l_c, g_a, g_b, g, t, \mu_r, N$ (numărul de spire) și RP (factorul de umplere cu spire al regiunii mediane, supraunitar).

Determinarea unei valori extreme pentru o funcție de mai multe variabile independente se poate face cu metode analitice, cînd numărul de variabile este mic și expresia analitică a funcției este cunoscută. În cazul unui număr mai mare de variabile, se utilizează pentru optimizarea funcției metoda multiplicatorilor Lagrange. Această metodă este aplicabilă cînd se pot impune constrîngerii de tip egalitate între un număr oarecare de variabile independente. Considerînd ca variabile independente ale eficienței numai l_a, l_b și g_b și o constrîngere de forma $l_a + l_b + l_c = 700 \mu\text{m}$, s-a ajuns la un sistem de ecuații, formate fiecare dintr-o sumă de 64 de produse triple de funcții hiperbolice de variabilele considerate. Concluzia evidentă este că eficiența variază monoton în funcție de fiecare variabilă în parte, celelalte variabile fiind considerate parametri.

În aceste condiții, pentru analiza eficienței secțiunii unui cap magnetic integrat s-au utilizat mai multe programe de calcul al valorilor de eficiență, conform ecuației (3). Unul din programe s-a aplicat unei secțiuni longitudinale axiale cu număr variabil de spire, factorul de umplere cu spire al regiunii mediane fiind de asemenea variabil (fig. 1.).

Pentru o valoare dată a lungimii regiunii mediane (l_b), se definește factorul de umplere ca raportul dintre lungimea unei zone de spirală (l_i) și lățimea spirei (l) :

$$RP = \frac{l_i}{l} = \frac{l_b}{N} \cdot \frac{1}{l}, \quad (6)$$

Se poate scrie lățimea spirei în funcție de numărul de spire considerat :

$$l = \frac{l_b}{r_p} \cdot \frac{1}{N}. \quad (7)$$

Coordonata pe axa longitudinală a centrului spirei are expresia :

$$s_i = l_a + \frac{2i-1}{2N} \cdot l_b, \quad i = 1, \dots, N. \quad (8)$$

Lungimea regiunii posterioare se consideră egală cu dublul lățimii spirei :

$$l_c = 2l. \quad (9)$$

Programul a fost rulat pentru cinci variabile independente ale eficienței : lungimea regiunii mediane ($l_b = 100 - 1000 \mu\text{m}$), grosimea regiunii mediane ($g_b = 1,5 - 10,5 \mu\text{m}$), lungimea regiunii întrefierului ($l_a = 0 - 50 \mu\text{m}$), factorul de umplere ($RP = 1; 1,125; 1,25; 1,5; 1,75; 2$) și numărul de spire ($N = 1 - 9$). Trebuie remarcat că valoarea $RP = 1$ a factorului de umplere, reprezintă cazul unui cap monospiră, cu spira ocupînd toată regiunea mediană ($l = l_b$). Analiza eficienței în funcție de grosimea și permeabilitatea relativă a pieselor polare nu s-a mai efectuat, fiind cunoscută variația monotonă a funcției cu fiecare din aceste variabile [2-4]. A opta variabilă, g_a , este de fapt o mărime de intrare în metodologia de proiectare optimă a unui cap magnetic integrat [6], valoarea lungimii întrefierului fiind determinată de densitatea de înregistrare a canalului digital. În sfîrșit, lungimea regiunii posterioare l_c este legată de lungimea regiunii mediane l_b printr-o relație care definește precizia tehnologiilor de execuție (rezoluția și precizia de aliniere a măștilor de depunere).

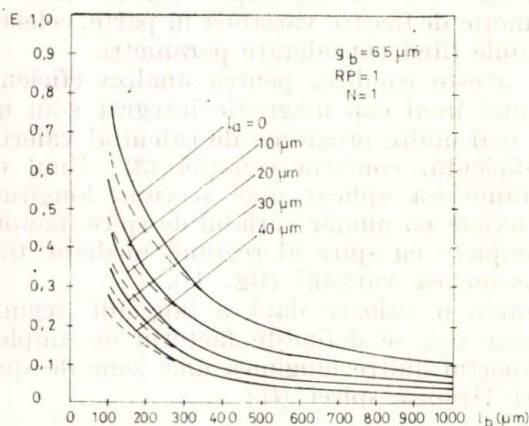


Fig. 2

Variația eficienței capului integrat monospiră ($N=1$, $RP=1$) în funcție de l_b , pentru $g_b = 6,5 \mu\text{m}$ și $l_a = 0 - 40 \mu\text{m}$ se prezintă în fig. 2. S-au introdus în program $\mu_r = 1600$, $t = 2 \mu\text{m}$, $g_a = 1,5 \mu\text{m}$, rezultînd $\lambda_a = 50 \mu\text{m}$ și $\lambda_b = 40\sqrt{g_b} \mu\text{m}$. Toate aceste valori numerice corespund geometriei ideale de cap integrat utilizate de Jones [3] la aplicarea modelului clasic de calcul al eficienței și au fost adoptate pentru a se putea compara cele două modele. În figura 3 și 4 se prezintă variațiile eficienței capului monospiră în funcție de g_b și, respectiv, l_a , avînd ca parametri l_b și g_b . Curbele punctate, din figuri, exprimă eficiența calculată pentru

geometrii reale monospiră cu $l_c = 2l$, în timp ce curbele pline reprezintă eficiența calculată cu (3), pentru $l_c = 0$. Se observă că eficiența scade cu creșterea lungimii regiunii mediane (l_b), din cauza îndepărtării de întrefier a spirei

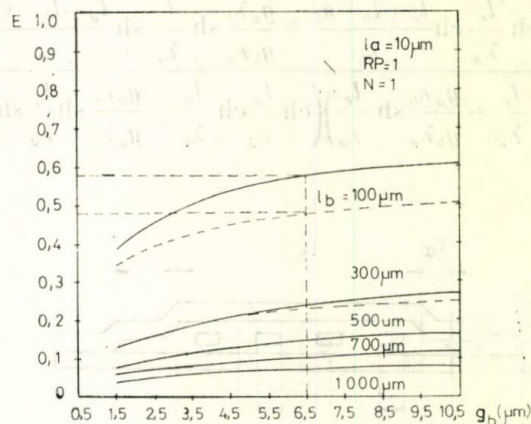


Fig. 3

nfășurării. Eficiența crește la mărirea grosimii regiunii mediane (g_b), datorită micșorării fluxurilor de pierderi între piesele polare, la îndepărtarea acestora. În sfîrșit, eficiența scade rapid cu creșterea lungimii regiunii întrefierului (l_a), datorită efectului cumulat al îndepărtării spirei de originea întrefierului și al micșorării densității de linii de cîmp de inducție magnetică în întrefier. Eficiența geometriei reale este cu 10 - 15 % inferioară eficienței geometriei ideale, datorită fluxurilor de pierderi care apar între piesele polare pe toată lungimea regiunii posterioare (l_c). Astfel, pentru $l_a = 10 \mu\text{m}$, $g_b = 6,5 \mu\text{m}$ și $l_b = 100 \mu\text{m}$, eficiența geometriei reale cu $l_c = 200 \mu\text{m}$ este de 49 % față de 57 % în cazul în care $l_c = 0$.

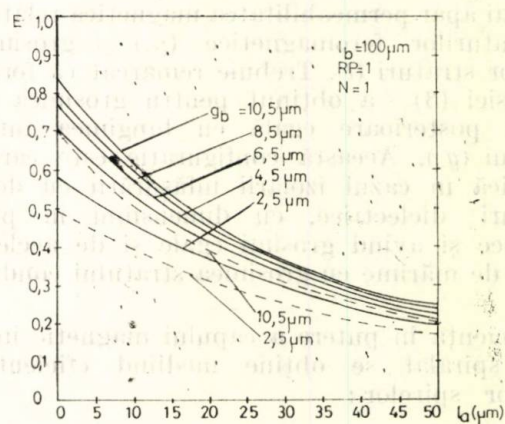


Fig. 4

Eficiența geometriilor multispiră se analizează considerînd $N \neq 1$ și $RP \neq 1$. Se constată că eficiența variază în funcție de parametrii geometriei l_a , l_b și g_b în aceeași mod ca în cazul

capului monospiră. Din figura 5 se observă o creștere redusă a eficienței cu mărirea numărului de spire, pentru $N > 3$ curbele de variație a eficienței confundându-se în caz ideal. Aceeași variație lentă se constată și din comportarea eficienței în funcție de factorul de umplere RP .

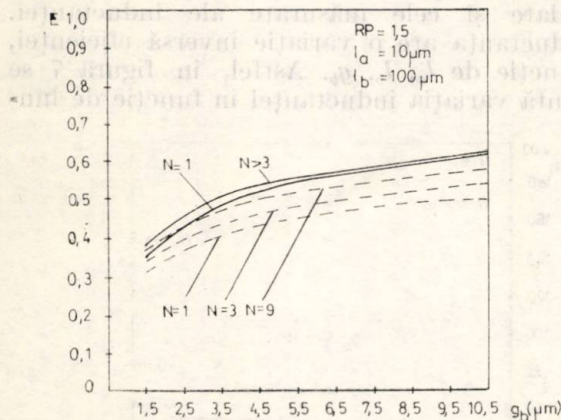


Fig. 5

În scopul evaluării mai exacte a preciziei tehnologiei de execuție, relația (9) se înlocuiește cu relația de dependență între lungimea regiunii posterioare și numărul de spire:

$$l_c = \frac{3N + 5}{8} RP \frac{l}{2}, \quad (10)$$

sau, introducând și (6):

$$l_c = \frac{3N + 5}{16N} l_b. \quad (11)$$

În acest mod se menține constantă precizia de aliniere a măștilor fotolitografice care definesc configurația geometrică a capului integrat, marginea de siguranță între ultima spirală și zona de contact posterior a pieselor polare fiind cuprinsă între 22,2 și 50 μm pentru $l_b = 100 \mu\text{m}$. Se observă, de asemenea, că lungimea regiunii posterioare nu depinde de factorul de umplere cu spire al regiunii mediane. Variația eficienței capului multispiră cu factorul de umplere, parametru fiind numărul de spire, se prezintă în figura 6. Se constată că pentru un număr de spire $N > 3$ eficiența nu mai depinde de factorul de umplere. În plus, eficiența unei geometrii ideale monospiră este egală cu eficiența oricărei geometrii multispiră $N > 3$, sau, în caz real, este inferioară cu numai 3% acesteia (curbe punctate). Această diferență în valoarea eficienței nu justifică complicațiile tehnologice care apar la realizarea înfășurării multispiră a capului integrat. Trebuie avut însă în vedere că eficiența medie

în putere este o caracteristică globală a configurației geometrice, pe cînd operația de scriere este caracterizată de intensitatea cîmpului magnetic generat în întrefier, iar cea de lectură, de amplitudinea tensiunii induse în înfășurare.

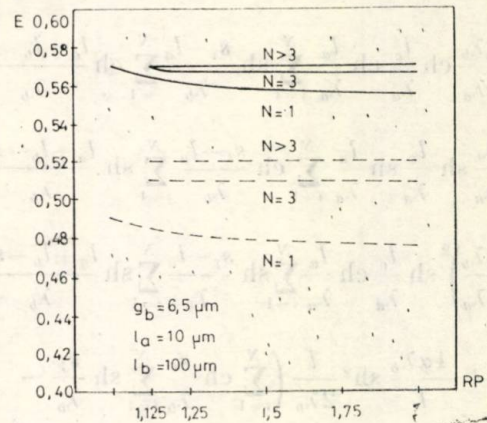


Fig. 6

3. Inductanța înfășurării

Expresia analitică a inductanței înfășurării se obține, de asemenea, utilizînd modelul generalizat cu circuit magnetic distribuit. De fapt, necesitatea generalizării acestui model a apărut tocmai în urma măsurătorilor efectuate asupra unor capete spiralate realizate experimental, valorile de inductanță fiind de două ori mai mari decît cele calculate cu modelul clasic [7].

Inductanța unei spire a înfășurării capului integrat se definește ca raportul dintre fluxul magnetic mediu care străbate spira și curentul care se produce în circuit:

$$L_i = \frac{1}{I} \cdot \frac{1}{l} \int_{s_i - l/2}^{s_i + l/2} \varphi(y) dy, \quad (12)$$

unde $\varphi(y)$ reprezintă fluxul magnetic elementar care străbate o suprafață $w \cdot dy$, sprijinită pe un conductor elementar de lungime w egală cu lățimea pistei înregistrate. Considerînd un circuit magnetic liniar, cu permeabilitate magnetică constantă, fluxul magnetic elementar este o sumă de fluxuri create de spirele înfășurării în spira dată. Inductanța totală a înfășurării reprezintă suma inductanțelor tuturor spirelor:

$$L = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^N \frac{1}{l} \int_{s_i - l/2}^{s_i + l/2} \sum_{j=1}^N \varphi_{ij}(s_j) dy. \quad (13)$$

Utilizînd pentru φ_{ij} expresiile soluțiilor pe domenii ale ecuației diferențiale de ordin II a fluxului magnetic [5], și efectuînd calculele,

se obține următoarea expresie pentru inductanța înfășurării situată între piesele polare ale capului magnetic integrat :

$$\begin{aligned}
 L = L_1 & \left[\operatorname{ch} \frac{l_c}{\lambda_a} \operatorname{sh} \frac{l_a}{\lambda_a} \sum_{i=1}^N \operatorname{ch} \frac{s_i - l_a}{\lambda_b} \sum_{j=1}^N \operatorname{ch} \frac{l_a + l_b - s_j}{\lambda_b} + \right. \\
 & + \frac{g_a \lambda_b}{g_b \lambda_a} \operatorname{ch} \frac{l_c}{\lambda_a} \operatorname{ch} \frac{l_a}{\lambda_a} \sum_{i=1}^N \operatorname{sh} \frac{s_i - l_a}{\lambda_b} \sum_{j=1}^N \operatorname{ch} \frac{l_a + l_b - s_j}{\lambda_b} + \\
 & + \frac{g_a \lambda_b}{g_b \lambda_a} \operatorname{sh} \frac{l_c}{\lambda_a} \operatorname{sh} \frac{l_a}{\lambda_a} \sum_{i=1}^N \operatorname{ch} \frac{s_i - l_a}{\lambda_b} \sum_{j=1}^N \operatorname{sh} \frac{l_a + l_b - s_j}{\lambda_b} + \\
 & + \left. \left(\frac{g_a \lambda_b}{g_b \lambda_a} \right)^2 \operatorname{sh} \frac{l_c}{\lambda_a} \operatorname{ch} \frac{l_a}{\lambda_a} \sum_{i=1}^N \operatorname{sh} \frac{s_i - l_a}{\lambda_b} \sum_{j=1}^N \operatorname{sh} \frac{l_a + l_b - s_j}{\lambda_b} \right] + \\
 & + \frac{4\alpha \lambda_b}{l} \operatorname{sh}^2 \frac{l}{2\lambda_b} \left(\sum_{i=1}^N \operatorname{ch} \frac{s_i}{\lambda_b} \sum_{j=1}^N \operatorname{sh} \frac{s_j}{\lambda_b} - \right. \\
 & - \sum_{i=1}^N \operatorname{ch} \frac{s_i}{\lambda_b} \sum_{j=i}^N \operatorname{sh} \frac{s_j}{\lambda_b} - \sum_{i=1}^N \operatorname{sh} \frac{s_i}{\lambda_b} \sum_{j=1}^N \operatorname{ch} \frac{s_j}{\lambda_b} + \\
 & + \left. \sum_{i=1}^N \operatorname{sh} \frac{s_i}{\lambda_b} \sum_{j=i}^N \operatorname{ch} \frac{s_j}{\lambda_b} \right) + 6\alpha \left(1 - \frac{\lambda_b}{l} \operatorname{sh} \frac{l}{\lambda_b} \right), \quad (14)
 \end{aligned}$$

unde :

$$\alpha = \frac{\mu_0 \mu_r t w}{2l} \quad (\text{nH})$$

și :

$$\begin{aligned}
 L_1 = & \frac{4 \frac{\alpha \lambda_b}{l} \cdot \frac{g_b \lambda_a}{g_a \lambda_b} \operatorname{sh}^2 \frac{l}{2\lambda_b}}{\left(\operatorname{ch} \frac{l_c}{\lambda_a} + \frac{\lambda_b}{g_b \lambda_a} \operatorname{sh} \frac{l_c}{\lambda_a} \right) \left(\operatorname{ch} \frac{l_a}{\lambda_a} \operatorname{ch} \frac{l_b}{\lambda_b} + \frac{g_b \lambda_a}{g_a \lambda_b} \operatorname{sh} \frac{l_a}{\lambda_a} \operatorname{sh} \frac{l_b}{\lambda_b} \right)} \\
 & (15)
 \end{aligned}$$

4. Analiza inductanței

Pentru analiza inductanței unui cap magnetic integrat s-a utilizat un program de calcul al valorilor de inductanță, conform (14). Programul s-a aplicat unei secțiuni longitudinale axiale cu număr de spire și factor de umplere variabile. Precizia de aliniere a măștilor fotolitografice se păstrează constantă utilizând următoarea relație de dependență între lungimea regiunii posterioare și lungimea zonei mediane :

$$l_c = \frac{3N + 2}{20N} \cdot l_b. \quad (16)$$

Se observă că lungimea regiunii posterioare este de aproximativ 1/4 din valoarea l_b pentru

$N = 1$, scăzând la 1/20 din l_b pentru o tehnologie de precizie mare, în care se realizează nouă spire. Relația (16) încadrează foarte bine și dimensiunile l_c și l_b obținute experimental în realizarea a două dispozitive : monospiră cu $l_b = 300 \mu\text{m}$ și multispiră cu $N = 6$; $RP = 2$; $l = 50 \mu\text{m}$, putînd astfel compara valorile calculate și cele măsurate ale inductanței.

Inductanța are o variație inversă eficienței, în funcție de l_a , l_b , g_b . Astfel, în figura 7 se prezintă variația inductanței în funcție de lun-

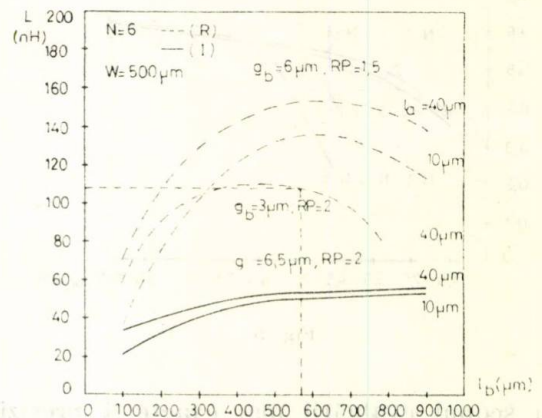


Fig. 7

gimea regiunii mediane pentru mai multe configurații multispiră, curbele punctate reprezentînd geometrii reale, calculate cu modelul generalizat. În program se introduc valorile numerice ale parametrilor dispozitivului multispiră realizat experimental : $\mu_r = 2400$, $t = 3,5 \mu\text{m}$, $g_a = 2 \mu\text{m}$, $w = 500 \mu\text{m}$, rezultînd $\lambda_a = 91,6 \mu\text{m}$, $\lambda_b = 64,8 \sqrt{g_b} \mu\text{m}$ și $\alpha = 52,77 \text{ nH}$. Se observă că pentru $l_b = 570 \mu\text{m}$, $g_b = 3 \mu\text{m}$, $l_a = 40 \mu\text{m}$, $N = 6$ și $RP = 2$, valoarea calculată a inductanței (126,7 nH) este în bună concordanță cu valoarea măsurată cu un vectormetru între 0,5 și 10 MHz (112 nH), [7]. Valorile calculate cu modelul clasic Paton—Jones reprezintă numai jumătate din valorile măsurate, fapt care confirmă atât corectitudinea modelului generalizat, cît și necesitatea generalizării. O altă diferență importantă între cele două modele este modul de variație a inductanței. În timp ce la modelul clasic variația este monotonă (curbe pline în figurile 7—9), modelul generalizat pune în evidență curbe cu extreme. Acest fenomen surprinzător delimitează, de fapt, domeniul de valabilitate al modelului, scăderea inductanței la creșterea puternică a lungimii regiunii mediane ($l_b > 600 \mu\text{m}$) fiind produsă de mărirea capacității parazite a capului [8]. Într-adevăr, reactanța dispozitivului s-a presupus pur inductivă, în timp ce dispozitivele cu piese polare cu dimensiuni mari în plan și apropiate între ele au o reactanță nulă sau predominant capacitivă.

Variația inductanței cu grosimea regiunii mediane este monotonă la capetele monospiră

(fig. 8), valorile calculate cu modelul generalizat reprezentind mai mult decit dublul valorilor calculate cu modelul clasic. În schimb, variația cu g_b prezintă un maxim la capetele

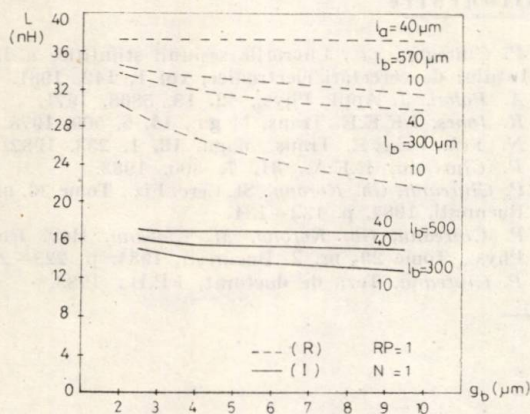


Fig. 8

multispiră, scăderea inductanței la valori mici a grosimii regiunii mediane datorindu-se creșterii capacității parazite a dispozitivului cu piese polare prea apropiate ($g_b < 3 \mu\text{m}$) (fig. 9)

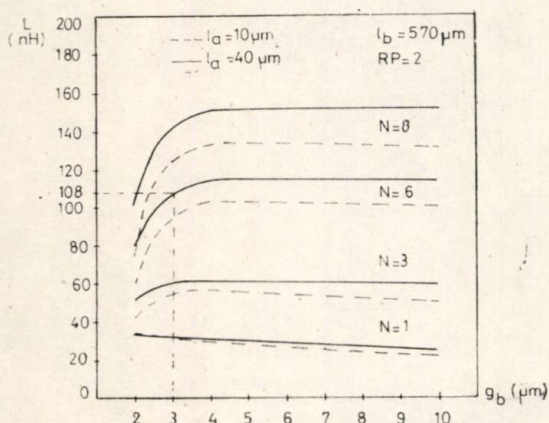


Fig. 9

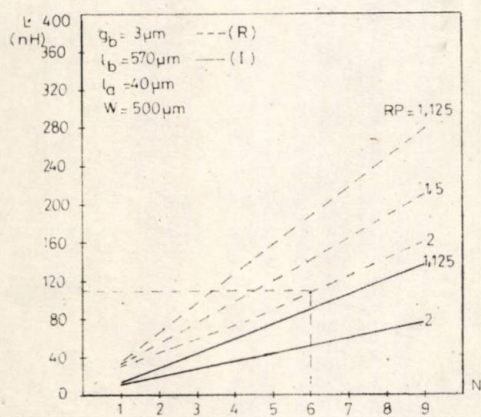


Fig. 10

Variația inductanței cu lungimea regiunii întrefierului (l_a) este monoton crescătoare pentru

$l_a = 0-50 \mu\text{m}$, în timp ce variația cu factorul de umplere este monoton descrescătoare. Inductanța crește puternic cu numărul de spire, în figura 10 obținându-se pentru $N = 6$ și $RP = 2$ valoarea calculată în cazul dispozitivului multispiră realizat experimental. Inductanța crește de asemenea proporțional cu lățimea w a pieselor polare ale capului integrat.

5. Concluzii

Deși eficiența medie și inductanța capului nu sînt legate de vreo relație directă de dependență, analiza separată a acestor mărimi conduce la concluzii importante privind proiectarea optimală a geometriei secțiunii capului integrat. Astfel, din analiza eficienței și inductanței unui cap monospiră cu $RP = 1$ reies următoarele concluzii:

a. Eficiența scade cu creșterea lungimilor regiunii mediane (l_b) și regiunii întrefierului (l_a) și crește la mărirea grosimii regiunii mediane (g_b).

b. Variația eficienței în funcție de l_a este mai rapidă decit variațiile în funcție de l_b și g_b . Această diferență se explică prin efectul cumulat al variației distanței centrului spirei față de întrefier și al variației densității de linii de cîmp de inducție magnetică în întrefier.

c. Inductanța are o variație inversă în funcție de l_a , l_b și g_b comparativ cu eficiența.

d. Eficiența geometriei reale este mai redusă cu 10–15% decit în cazul geometriei ideale, pe cînd inductanța geometriei reale are valori duble față de inductanța geometriei ideale.

Eficiența și inductanța capetelor multispiră se evaluează considerînd $RP > 1$, rezultînd următoarele concluzii:

e. Eficiența și inductanța variază cu parametrii geometrici l_a , l_b și g_b în același mod ca la capul monospiră.

f. Creșterea sau scăderea eficienței în funcție de numărul de spire al înfășurării și, respectiv, factorul de umplere, reprezintă variații lente (2–5%), iar pentru $N > 3$ curbele de variație se confundă.

g. Inductanța crește rapid cu numărul de spire și scade rapid cu factorul de umplere.

h. Eficiența medie a unei geometrii reale este mai scăzută cu 5–7% decit în cazul unei geometrii ideale, pe cînd inductanța are valori duble sau chiar mai mari în caz real față de cazul ideal.

Comportările eficienței și inductanței în funcție de parametrii geometrici și magnetici ai capului integrat, permit și unele concluzii concrete privind realizarea tehnologică a dispozitivelor de înregistrare cu straturi subțiri:

i. Eficiența și inductanța cresc cu permeabilitatea magnetică și grosimea circuitului magnetic. De asemenea, inductanța este proporțională cu lățimea pieselor polare.

j. În caz ideal, valoarea eficienței medii pentru orice factor de umplere a unui cap multispiră cu $N > 3$ este egală cu eficiența unui cap monospiră cu $RP=1$. În caz real, eficiența multispiră este cu numai 3% superioară eficienței monospiră. Această diferență mică nu justifică complicațiile tehnologice care apar la realizarea de înfășurări cu număr mare de spire, pentru capete de scriere.

k. Variațiile inverse ale inductanței cu lungimea și grosimea regiunii mediane, observate la valori extreme $l_b > 600 \mu\text{m}$ și $g_b < 3 \mu\text{m}$, se explică prin creșterea puternică a capacităților parazite. Acest fenomen conduce la impe-

danță nulă sau predominant capacitivă pentru capul magnetic integrat, situație care trebuie evitată.

Bibliografie

- [1] P. Ciureanu, ș.a., Lucrările sesiunii științifice a Institutului de cercetări electronice, vol 1, 142, 1981.
- [2] A. Paton, J. Appl. Phys., **42**, 13, 5868, 1971.
- [3] R. Jones, I.E.E.E. Trans. Mag., **14**, 5, 509, 1978.
- [4] N. Yeh, I.E.E.E. Trans. Magn. **18**, 1, 233, 1982.
- [5] P. Ciureanu, E.E.A., **31**, 7, 300, 1983.
- [6] P. Ciureanu, Gh. Korony, St. Cerc. Fiz., Tome 36, nr. 2, București, 1984, p. 132–134.
- [7] P. Ciureanu, Gh. Korony, M. Ciobanu, Rev. Roum. Phys., Tome 29, nr. 2, București, 1984, p. 223–232.
- [8] P. Ciureanu, Teză de doctorat, I.P.B., 1983.



1965 MAR 2 J

E2040



Energia

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 28 • NR. 4 • DECEMBRIE 1984

59



IIRUC service

**Întreprinderea pentru Întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională**

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:

• comandă numerică pentru mașini-unelte • sisteme și minisisteme de calcul • instrumente electronice de analiză și măsură • automate de dirijarea circulației • televiziune în circuit închis • radiotelefoane • aparatură medicală • diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

• întreținerea preventivă periodică • intervenții la cerere la sediul beneficiarului • reparații și recondiționări în laboratoare proprii • instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sunt oferite atât utilizatorilor, cât și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

11 SECȚII

DE PRODUCȚIE

— 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unități fizice.

Mai mult decât atât, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București.

Secții naționale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

- S 03 — BUCUREȘTI
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65.
- S 07 — OLTEANIA
— Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- S 08 — BANAT
— Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26
- S 09 — TRANSILVANIA-NORD
— Str. Cîmpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- S 10 — TRANSILVANIA-SUD
— Str. Traian nr. 34, Brașov/România, tel. : 921/3.09.37
- S 11 — MOLDOVA
— Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- S 12 — MUNTENIA
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- S 13 — DOBROGEA
— Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 28 Nr. 4 decembrie 1984

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 537.5 : 538.5

MICROELECTRONICA
INTELIGENȚĂ ARTIFICIALĂ
SISTEM-EXPERT

Drăgănescu, M.: Microelectronica și inteligența artificială.

E.E.A.—Automatia și electronica 28, nr. 4, dec 1984, p. 123

În lucrare se face o expunere succintă a efortului mondial de a se elabora sisteme-expert pentru electronică, precum și a complexității mediilor experte de proiectare pentru circuitele integrate pe scară foarte largă. De asemenea, se arată importanța deosebită a proiectării în microelectronică.

CZ 537.311 : 621.315

CONDUȚIE IONICĂ
ȚESUTURI VII
SEMICONDUCTORE INTRINSECI

Timotin, A.: Procese de conducție ionică.

E.E.A.—Automatia și electronica 28, nr. 4, dec 1984, p. 130

Este un studiu al fenomenelor electrice și de difuzie, în regim staționar sau tranzitoriu, din mediul conductor electrolitic, din țesuturi VII, ce se poate efectua pe baza unui model electrodifuziv, macroscopic, care conduce la ecuații neliniare.

CZ 538.551 : 621.3.012

CIRCUITE INTEGRATE MOS
TENDINȚE TEHNOLOGICE VLSI
MICROELECTRONICĂ

Bârșan, R.: Tehnologii pentru circuite integrate pe scară foarte mare.

E.E.A.—Automatia și electronica 28, nr. 4, dec 1984, p. 139

În lucrare sunt abordate unele aspecte care caracterizează evoluția tehnologiilor pentru circuite integrate MOS, probleme și tendințe tehnologice ale integrării pe scară foarte mare, precum și progresul înregistrat de microelectronică în țara noastră.

CZ 621.317.7 : 621.3.015

SISTEM AUTOMAT DE TESTARE
STABILIZATOR MONOLITIC

Tudosă, R. ș.a.: Sistem automat de testare a stabilizatorului monolitice ROB 305: (I) interfața de test.

E.E.A.—Automatia și electronica 28, nr. 4, dec 1984, p. 147

Lucrarea de față prezintă interfața de test a sistemului de testare automată a stabilizatorului monolitice ROB 305 realizat în jurul sistemului SID 80 (CCSIT—S). Interfața de test constituie, în esență, un voltmetru electronic specializat pentru măsurarea unor variații mici de tensiune, de ordinul a 10 mV față de un nivel de tensiune continuă care se poate afla în gama de 0...32 V, cu o rezoluție de 0,4 mV. Metoda de implementare evită folosirea unui convertor de 16 biți prin utilizarea a trei convertoare de 8 biți (BDAC 80).

CRONICĂ : Secția 2500. Tranzistoare și diode cu siliciu. Zeece ani de la înființare. 153

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HANGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANASESCU, redactor responsabil.

Redactor principal : VIORICA ANASTASESCU
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 537.5:538.5

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА
ИСКУССТВЕННЫЙ РАЗУМ
СИСТЕМА-ЭКСПЕРТ

Дрэгэнеску, М.: Микроэлектроника и искусственный разум.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 4, дек 1984, стр. 123

В работе кратко представлено усилие, сделанное в мире по разработке системы эксперт для электроники, а также и для сложности экспертных сред проектирования ИС с большой степенью интеграции. В то же время показывается особое значение проектирования в микроэлектронике.

УДК 537.311:621.315

ИОННАЯ ПРОВОДИМОСТЬ
ЖИВЫЕ ТКАНИ
БЕСПРИМЕСНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКИ

Тимотин, А.: Процессы ионной проводимости.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 4, дек 1984, стр. 130

В работе представлено изучение электрических явлений и явлений диффузии в стационарном и переходном режимах, из электролитическо-проводящей среды на основе живых тканей, которое можно провести при помощи электролитическодиффузионной и макроскопической модели, приводящей к нелинейным уравнениям.

УДК 538.551:621.3.012

МОП ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ НАПРАВЛЕНИЯ СБИС
МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

Бырсан, Р.: Технологии для СС с большой степенью интеграции.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 4, дек 1984, стр. 139

В работе представлены некоторые аспекты, характеризующие развитие технологий МОП ИС, задачи и технологические направления с очень большой степенью интеграции, а также и прогресс отмеченный в нашей стране в области микроэлектроники.

УДК 621.317.7:621.3.015

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ
МОНОЛИТНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР

Тудосă, Р. и др.: Автоматическая система контроля монолитного стабилизатора типа ROB 305: (I) интер-контроля.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, № 4, дек 1984, стр. 147

Настоящая работа представляет интерфейс контроля системы автоматического испытания монолитного стабилизатора типа ROB 305, сделанной на основе SID 80 (Институт по полупроводникам). Интерфейс контроля представляет собой в сущности специализированный электронный вольтметр для измерения небольших изменений напряжения порядка 10 мВ по сравнению с уровнем постоянного напряжения, которое находится в пределах 0 ... 32 В, с разрешающей способностью 0,4 мВ. Метод внедрения исключает применения преобразователя 16 битов, используя 3 преобразователя по 8 битов (BDAC 80).

ХРОНИКА: Цех 2500. Кремниевые транзисторы и диоды. 10 лет со дня основания этого цеха. 153

INHALT

DK 537.5:538.5

MIKROELEKTRONIK
KÜNSTLICHE INTELLIGENZ
EXPERTES SYSTEM

Drăgănescu, M.: Mikroelektronik und künstliche Intelligenz.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 4, Dez 1984, S. 123

In der Arbeit wird das weltweite Bestreben, experte Systeme für die Elektronik zu erarbeiten, sowie die Vielfältigkeit der experten Entwurfmedien für die integrierten Schaltkreise auf sehr weiter Ebene, kurzgefasst dargestellt. Es wird ebenfalls die einzigartige Bedeutung der Entwurf-tätigkeit in der Mikroelektronik gezeigt.

DK 537.311:621.315

SUBSTITUTIONSLEITUNG
LEBENDE GEWEBE
EIGENHALBLEITER

Timotin, A.: Substitutionsleitungsprozesse.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 4, Dez 1984, S. 130

Die Arbeit ist ein Studium der elektrischen und Diffusionserscheinungen, im eingeschwungenen oder transitorischen Zustand, im elektrolytisch leitenden Medium in lebenden Geweben, das aufgrund eines elektrodifusiven, makroskopischen Modells, das zu nichtlinearen Gleichungen führt, ausgeführt werden kann.

DK 538.551:621.3.012

MOS — INTEGRIERTE SCHALTKREISE
TECHNOLOGISCHE TENDENZEN VLSI
MIKROELEKTRONIK

Bârsan, R.: Technologien für integrierte Schaltkreise auf sehr weiter Ebene.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 4, Dez 1984, S. 139

In der Arbeit werden einige Aspekte, die die Entwicklung der Technologien für MOS-integrierte Schaltkreise charakterisieren, Probleme und technologische Tendenzen der Einfügung auf sehr weiter Ebene, sowie der in unserem Land von der Mikroelektronik verzeichnete Fortschritt, erörtert.

DK 621.317.7:621.3.015

SELBSTTÄTIGES PRÜFSYSTEM
MONOLITHISCHER STABILISATOR

Tudosă, R. u.a.: Selbsttätiges Prüfsystem des monolithischen Stabilisators ROB 305: (I) Prüf — Interface.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 28, Nr. 4, Dez 1984, S. 147

Die Arbeit beschreibt das Prüf-Interface des selbsttätigen Prüfsystems des, um das System SID 80 (CCSIT-S) realisierten, monolithischen Stabilisators ROB 305. Das Prüf — Interface stellt prinzipiell ein elektronisches Voltmeter dar, das für das Messen von kleinen Spannungsschwankungen, der Ordnung 10 мВ, gegenüber einem Gleichspannungspegel, der sich im Bereich von 0 ... 32 V befinden kann, mit einer Auflösung von 0,4 мВ, spezialisiert ist. Die Prozessierungsmethode vermeidet den Gebrauch eines 16 Bit-Wandlers, durch den Einsatz von 3 8 Bit-Wandlern (BDAC 80).

CRONIK: Abteilung 2500. Siliziumtransistoren und — dioden
Zehn Jahre ab der Gründung. 153

CONTENTS

DC 537.5 : 538.5

MICROELECTRONICS
ARTIFICIAL INTELLIGENCE
EXPERT SYSTEMS

Drăgănescu, M.: *Microelectronics and artificial intelligence*.
E.E.A.—*Automatica și electronica* 28, no. 4, Dec 1984, p. 123

This paper briefly exposes the world-wide effort for developing expert systems for electronics and the complexity of the design expert environments for VLS integrated circuits. The special significance of the design in microelectronics is explained too.

DC 537.311 : 621.315

ION CONDUCTION
LIVING TISSUES
INTRINSEC SEMICONDUCTORS

Timotin, A.: *Ion conduction processes*.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 28, no. 4, Dec 1984, p. 130

This is an investigation of the electrical and diffusion phenomena into a transitory or stationary regime, of the electrolytic conductive environment from the living tissues that can be effectuated on the basis of an electro-diffuse model macroscopic, which leads to nonlinear equations.

DC 538.551 : 621.3.012

MOS INTEGRATED CIRCUITS
VLSI TECHNOLOGICAL TENDENCIES
MICROELECTRONICS

Bârșan, R.: *Technologies for VLS integrated circuits*.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 28, no. 4, Dec 1984, p. 139

This paper deals with some problems characteristic to the technologies for MOS integrated circuits, aspects and technological tendencies of the VLSI, and the evolution of microelectronics in our country.

DC 621.317.7 : 621.3.015

TEST AUTOMATIC SYSTEM
MONOLITHIC REGULATOR

Tudosă, R. and others: *Test automatic system of the ROB 305 Monolithic regulator: (I) test interface*.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 28, no. 4, Dec 1984, p. 147

This paper presents the test interface of the automatic test system of the ROB 305 Monolithic regulator designed for the SID 80 system (C.C.S.I.T. — S.). The test interface is an electronic voltmeter specialized for measuring small voltage variations of the order of 10 mV to a direct voltage level that can be into the 0 ... 32 V domain, with a resolution of 0.4 mV. The implementation method avoids the use of a 16 bit converter employing 3 eight bit converters (BDAC 80).

HISTORY: 2500 Department. Silicon Transistors and Diodes.
Ten years since Foundation. 153

SOMMAIRE

CD 537.5 : 538.5

MICROÉLECTRONIQUE
INTELLIGENCE ARTIFICIELLE
SYSTÈME EXPERT

Drăgănescu, M.: *Microélectronique et intelligence artificielle*.
E.E.A.—*Automatica și electronica* 28, nr. 4, dec 1984, p. 123

Dans l'ouvrage on fait un exposé succinct de l'effort mondial en vue de l'élaboration des systèmes expert pour l'électronique ainsi que la présentation de la complexité des milieux experts de projection pour les circuits intégrés sur une large échelle. Également on montre l'importance particulière de la projection dans la microélectronique.

CD 537.311 : 621.315

CONDUCTION IONIQUE
TISSUS VIVANTS
SEMICONDUCTEURS INTRINSÈQUES

Timotin, A.: *Processus de conduction ionique*.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 28, nr. 4, dec 1984, p. 130

Est une étude des phénomènes électriques et de diffusion, dans un régime stationnaire ou transitoire, du milieu conducteur électrolytique des tissus vivants qui peut s'effectuer à la base d'un modèle électrodiffusif, macroscopique qui conduit aux équations non-linéaires.

CD 538.551 : 621.3.012

CIRCUITS INTÉGRÉS MOS
TENDANCES TECHNOLOGIQUES VLSI
MICROÉLECTRONIQUE

Bârșan, R.: *Technologies pour les circuits intégrés sur une large échelle*.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 28, nr. 4, dec. 1984, p. 139

Dans l'ouvrage sont abordés quelques aspects qui caractérisent l'évolution des technologies pour les circuits intégrés MOS, problèmes et tendances technologiques de l'intégration sur une très grande échelle ainsi que le progrès enregistré de la microélectronique dans notre pays.

CD 621.317.7 : 621.3.015

SYSTÈME AUTOMATIQUE DE TEST
STABILISATEUR MONOLITHIQUE

Tudosă, R. et o.: *Système automatique de test du stabilisateur monolithique. ROB 305: (I) interface de test*.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 28, nr. 4, dec 1984, p. 147

Cet ouvrage présente l'interface de test du système de test automatique du stabilisateur monolithique ROB 365 réalisé autour du système SID 80 (CCSIT-S). L'interface de test constitue en dernière analyse un voltmètre électronique spécialisé pour le mesurage des petites variations de tension d'ordre 10 mV par rapport à un niveau de tension continue qui peut se trouver dans la gamme de 0 ... 320, à une résolution de 0.4 mV. La méthode d'implémentation évite l'utilisation d'un convertisseur de 16 bits par l'emploi des 3 convertisseurs de 8 bits (BDAC 80).

CHRONIQUE: Section 2500. Transistors et diodes à silicium.
Dix ans de la fondation. 153

CB 5375 : 5385
MICROELECTRONICS
INTELLIGENT ARTIFICIAL
SYSTEMS EXPERT
Dagobert, M. : Microelectronics and artificial intelligence
E.E.A. - Automatique et électronique 28, no. 4, dec 1984, p. 123
This paper briefly exposes the world-wide effort for developing expert systems for electronics and the complexity of the design environment for VLSI integrated circuits. The special significance of the design in microelectronics is explained too.

CB 53731 : 53741
CONDUCTION IONIQUE
TENSES VIVANTS
SEMICONDUCTEURS INTRINSÈQUES
Timotin, I. : Processus de conduction ionique
E.E.A. - Automatique et électronique 28, no. 4, dec 1984, p. 139
Est une étude des phénomènes électriques et de diffusion dans un régime stationnaire ou transitoire, du milieu conducteur électrolytique des tensions vivants qui peut s'appliquer à la base d'un modèle électrochimique, nanoscopique qui conduit aux équations non-linéaires.

CB 53823 : 531.3.012
CIRCUITS INTELLIGENTS
TECHNIQUES TECHNOLOGIQUES VLSI
MICROELECTRONICS
Băscan, W. : Technologies pour les circuits intégrés sur une large échelle.
E.E.A. - Automatique et électronique 28, no. 4, dec 1984, p. 139
Dans l'ouvrage sont abordés quelques aspects qui caractérisent l'évolution des technologies pour les circuits intégrés VLSI, problèmes et tendances technologiques de l'intégration sur une très grande échelle ainsi que le progrès caractérisé de la microtechnologie dans notre pays.

CB 53177 : 531.3.012
SYSTÈME AUTOMATIQUE DE TEST
STABILISATEUR MONOYTHÉRIQUE
Tudor, W. et al. : Système automatique de test du stabilisateur monoythérique. (1) Interface de test.
E.E.A. - Automatique et électronique 28, no. 4, dec 1984, p. 147

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei de Mașini-Unelte, Electrotehnică și Electronică apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București,

DE 5375 : 5385
MICROELECTRONICS
ARTIFICIAL INTELLIGENCE
EXPERT SYSTEMS
Dagobert, M. : Microelectronics and artificial intelligence
E.E.A. - Automatique et électronique 28, no. 4, dec 1984, p. 123
This paper briefly exposes the world-wide effort for developing expert systems for electronics and the complexity of the design environment for VLSI integrated circuits. The special significance of the design in microelectronics is explained too.

DE 53731 : 53741
ION CONDUCTION
LIVING TENSES
INTRINSIC SEMICONDUCTORS
Timotin, I. : Ion conduction processes
E.E.A. - Automatique et électronique 28, no. 4, dec 1984, p. 139
This is an investigation of the electrical and diffusion phenomena into a stationary or stationary regime, of the electrochemical conductive environment from the living tensions that can be effected on the basis of an electrochemical model microscopy, which leads to nonlinear equations.

DE 53823 : 531.3.012
VLSI INTEGRATED CIRCUITS
VLSI TECHNOLOGICAL TENDENCIES
MICROELECTRONICS
Băscan, W. : Technologies for VLSI integrated circuits.
E.E.A. - Automatique et électronique 28, no. 4, dec 1984, p. 139
This paper deals with some problems characteristic in the technologies for VLSI integrated circuits, aspects and technological tendencies of the VLSI, and the evolution of microelectronics in our country.

DE 53177 : 531.3.012
TEST AUTOMATIC SYSTEM
MONOYTHERIC REGULATOR
Tudor, W. and others : Test automatic system of the RGH 305 Monoytheric regulator. (1) test interface.
E.E.A. - Automatique et électronique 28, no. 4, dec 1984, p. 147

Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695
plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45-47, București, cont virament nr. 3017.7.02.01
BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64-66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26



Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „Informația“
București, Str. Brezoianu nr. 23-25, c. 2662

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 4

CZ 537.5:538.5

MICROELECTRONICA
INTELIGENȚA ARTIFICIALĂ
SISTEM-EXPERT

Microelectronica și inteligența artificială*

MIHAI DRĂGĂNESCU** — BUCUREȘTI

Introducere

În tehnologia contemporană principalii factori de progres sint determinați [1] de microelectronică, de informatică și în particular de inteligența artificială, de construcția unor sisteme din ce în ce mai complexe avînd în substratul lor primele două tehnologii și, în fine, de noi relații între om și tehnică.

Asupra problemelor actuale ale microelectronicii a avut loc anul acesta o dezbatere la Secțiunea de științe tehnice a Academiei R. S. România [2]. Tendința în microelectronică este destul de clară: integrare pe scară din ce în ce mai largă, tinzînd către sfîrșitul acestui secol către milioane de tranzistoare/cip și linii de definiție de 0,2 μm . Problema care se pune este *ce vor fi* aceste sisteme integrate, apoi *cum vor fi* concepute și proiectate.

Mead și Conway răspund la întrebarea *ce vor fi* aceste sisteme prin aceea că ele vor avea o „enormă putere funcțională” [3]. Ce înseamnă însă putere funcțională? Desigur un mare potențial de funcțiuni sau o capacitate funcțională în sensul unei multiplicități de funcțiuni, unele disponibile, altele încă realizabile. Iar despre aceste funcțiuni, autorii menționați spun că „cele mai multe sisteme sint proiectate pentru a atinge obiective performante care își găsesc ultima rațiune în nevoile, așteptările sau dorințele umane” [4]. Formularea lor constituie un principiu și o confirmare a ceea ce se numește electronică și informatică funcțională, iar, în general, a ceea ce se poate numi tehnologie funcțională. Acest nou cuplaj dintre om și tehnică, pe baza unor funcțiuni raportate la om și societate, ridică multe probleme, în special datorită faptului că ele influențează omul pe plan mental-psihologic, determinîndu-i și reacții neformale, fenomenologice în

sens filozofic, în care caz echilibrul funcțiunilor căutate se modifică, ducînd eventual la noi funcțiuni care să poată rămîne în echilibru cu omul. De aceea tehnologia funcțională se anunță o disciplină foarte dificilă. Pe măsură ce se vor realiza sisteme tot mai automatizate, flexibile, inteligente, relațiile lor cu omul și societatea, devin o problemă fundamentală a tehnologiei și societății.

În privința conceperii și proiectării circuitelor și sistemelor electronice integrate are loc un proces care tinde să bulverseze ingineria electronică. În esență, proiectarea revine la „programarea de structuri în siliciu” [5], proiectare care se poate face prin metode asistate de calculator (I), prin compilatoare de siliciu (II), sau prin sisteme-expert (III) [6].

Proiectarea asistată de calculator (I) este forma cea mai cunoscută de proiectare, bazîndu-se pe utilizarea bazelor de date, graficii pe calculator, programelor de simulare, programelor de proiectare. Toate acestea nu formează totuși un sistem. De aceea se și spune că în anii 1980 s-a declanșat o criză a proiectării în domeniul VLSI.

Compilerul de siliciu (II), fără a utiliza inteligența artificială, folosește proceduri algoritmice pornind de la o descriere de nivel înalt a circuitului pentru a stabili geometria lui de detaliu. Dacă în cazul I proiectantul uman ia o serie de decizii pe parcurs, circuitul final purtînd amprenta sa prin modul în care el optimizează circuitul prin interacțiune cu calculatorul, în cazul II, al compilerului de siliciu, proiectantul este înlocuit. Acest lucru asigură un timp mult mai scurt de proiectare, rezultatul fiind lipsit de erorile umane, de cele mai multe ori inevitabile. Un compiler de siliciu înglobează o cunoaștere algoritmică care se pretează la structuri regulate de circuite, cum ar fi cele de tipul PLA.

Sistemul-expert (III) reprezintă o întoarcere la cazul în care nu se pot utiliza numai proceduri algoritmice. Acum se trece la înlo-

* Lucrare invitată, prezentată la Conferința anuală de semiconductoare, ediția a 7-a, Timișul-de-Sus, 10—13 octombrie 1984.

** Institutul politehnic — București.

uirea expertului uman, în cea mai mare măsură în ceea ce privește volumul de muncă, cu un expert informatic inteligent. Sistemul-expert reprezintă tendința ultimă care se întrevăde astăzi.

Poziția proiectării în microelectronică

Proiectarea circuitelor microelectronice se plasează într-un context ca cel descris în figura 1. În afara relațiilor directe explicitate pe figură se va face o observație generală și anume că *ingineria este un răspuns constructiv și creativ, bazat pe cunoaștere, proiectare și fabricare, la cerințe sociale*.

Astăzi, tehnologiile și posibilitățile de fabricație ale unor circuite integrate tot mai complexe sînt într-o etapă de expansiune rapidă. Proiectarea însă a evoluat mult mai lent, ea devenind problema cheie a fabricării sistemelor microelectronice integrate pe scară foarte largă. Întrucît se înaintează către o simbioză între microelectronică și inteligența artificială, apare normal ca proiectarea să fie considerată ca o *formă de rezolvare de problemă*, în sensul inteligenței artificiale [7].

Definiția cea mai generală, pînă acum, a proiectării este probabil aceea dată de Dixon

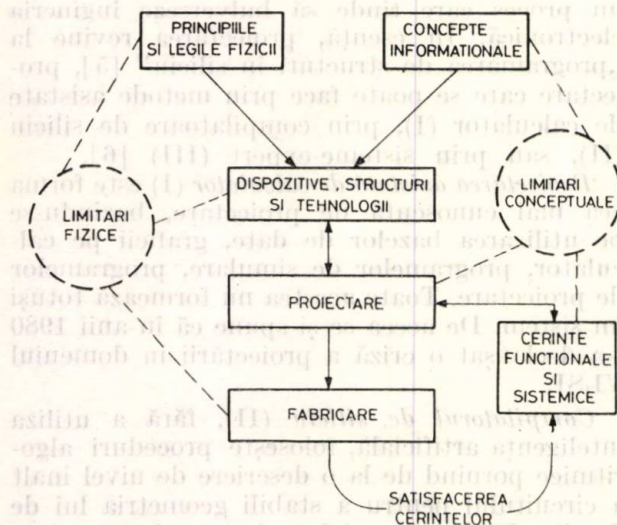


Fig. 1

[8], prin luarea în considerație a *legilor naturii* (se vor înțelege fizice și informaționale pentru a face legătura cu figura 1), a *intrărilor, ieșirilor* și *sistemului* la care ne referim (fig. 2). În tabelul de mai jos se arată trei situații [9], între care și cazul proiectării:

Proiectarea este o rezolvare de problemă și anume detalierea *sistemului* atunci cînd se cunosc *intrările, ieșirile* și *legile naturii*. Privită astfel, proiectarea apare ca o chestiune pur tehnică, cerințele sociale fiind reduse la defi-

nirea intrărilor și ieșirilor. De cele mai multe ori acest lucru este posibil, dar în tot mai multe cazuri proiectarea va trebui să plece direct de la cerințe mai vag formulate pe care să încerce să

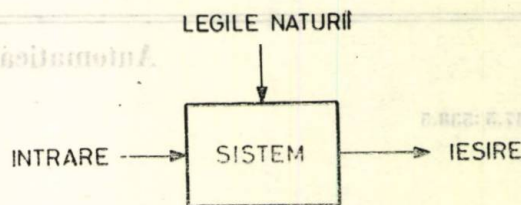


Fig. 2

Date	Cerut	Tipul de activitate
Intrare, Ieșire, Sistem	Legile naturii	Știință
Intrare, Ieșire, Legile naturii	Sistem	Proiectare
Intrare, Legile naturii, Sistem	Ieșire	Analiză

le precizeze și formalizeze. De aceea, proiectarea va însemna detalierea unui sistem, care funcționează într-un anumit mediu, satisfăcînd anumite cerințe și bineînțeles folosind legile naturii, fizice și informaționale, în intercondiționarea lor (fig. 3). Uneori cerințele pot fi

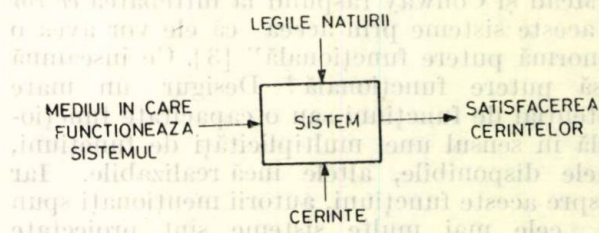


Fig. 3

aduse la specificarea inițială a intrărilor și ieșirilor, altelei ceea ce interesează este comportamentul sistemului, lăsîndu-i posibilitatea de a-și defini singur intrările și ieșirile, reconfigurîndu-se în vederea satisfacerii funcțiilor pe care le are de îndeplinit. Mai mult decît atît, după cum se arată în figura 1, uneori este nevoie de o clarificare sau revizuire a cerințelor, printr-un dialog între proiectant și beneficiar. Acest dialog face parte din procesul proiectării, lucru bine cunoscut în domeniul informaticii.

Figura 2 pare să sugereze un proces de proiectare complet structurat, în timp ce figura 3, un proces de proiectare mult mai flexibil. Chiar

în cazul uzual al proiectării circuitelor integrate pe scară largă se observă: „Procesul de proiectare este, în parte, un continuu compromis între obiectivele proiectului, astfel cum sînt ele date de specificațiile curente și ceea ce în mod efectiv poate fi realizat din cauza limitărilor impuse, de exemplu, de fizica dispozitivelor sau de tehnologia de fabricație. În consecință, *proiectarea este un proces explorator* (subl. ns. M.D.)” [10].

Tocmai de aceea se crede că proiectarea nu se va reduce, în cazurile cele mai complexe și mai interesante, numai la utilizarea sistemelor-expert. Va fi nevoie și de proiectantul specialist care va utiliza sisteme-expert, dar și el va lucra în cadrul paradigmei rezolvării de problemă, mai exact în cadrul unei teorii mai extinse în care rezolvarea de problemă este ea însăși un rezultat al îmbinării dintre om și inteligența artificială. Metodele de proiectare către care se va tinde în etapele următoare s-ar putea clasifica atunci astfel:

a. O concluzare, în cadrul unui anumit model, între om și sistemele informatice de rezolvare de probleme bazate pe cunoștințe (sisteme-expert). O asemenea teorie a concluzării nu există încă, deoarece se consideră că tot ceea ce poate face omul, poate să facă și sistemul-expert. Este un punct de vedere considerat neîntemeiat și care împiedică progrese ale unei teorii complete a rezolvării de probleme. Se consideră că omul, pe lângă faptul că poate juca rolul unui expert, mai are și rolul de *raționator* [11] în raport cu o problemă, el poate inventa metode de reprezentare și metode de rezolvare pe care un sistem-expert nu le poate elabora decât într-o măsură mult mai restrinsă prin procedee euristice formale.

b. Utilizarea *sistemelor-expert* care pot fi:

- cu cunoaștere de suprafață, sau,
- suplimentate și cu cunoaștere profundă.

Sistemele-expert actuale folosesc cunoașterea umană într-un domeniu așa cum este ea folosită de un expert uman. Această cunoaștere, spre exemplu sub formă de reguli de producție cuprinde un ansamblu de fragmente sub forma:

dacă ... atunci ...,
adică *dacă* sînt îndeplinite anumite condiții, *atunci* rezultă anumite consecințe. O asemenea formulare captează destul de bine experiența unui expert uman, fie ea bazată pe practică, fie pe teorie. Dar acest fragment de cunoaștere nu este consecința directă a unor prime principii sau legi ale naturii, ci este reluată ca atare din mintea umană în acțiunea ei de zi cu zi. De aceea este numită *cunoaștere de suprafață*, despre care Marvin Minsky, unul din artizanii inteligenței artificiale, afirmă: „dacă scrieți o serie de reguli «dacă-atunci» pentru un număr de situații și le cuprindeți împreună, sistemul care rezultă poate rezolva probleme despre care oamenii gîndesc că sînt grele. Este remarcabil

faptul că mult din ceea ce se gîndește a reprezenta inteligență se realizează prin compilarea unor reguli de comportament, de suprafață. Mulți din acest domeniu (al inteligenței artificiale, n. ns. M.D.) sînt surprinși de acest lucru” [12].

Cunoașterea de suprafață este importantă pentru că, de multe ori, ea va concentra consecințele unei cunoașteri profunde, iar în lipsa acesteia din urmă va completa cunoașterea cu experiența empirică sau intuiția experților umani, cînd aceasta din urmă poate fi exprimată și formulată.

Există însă și tendința de a se realiza sisteme-expert pornind de la un set de principii de bază pentru domeniul atacat. Randall Davis și Howard Shrobe, își propun să realizeze pentru detectarea defecțiunilor circuitelor electronice digitale, un sistem — expert care să nu spună „dacă a , b ... sînt simptomele, atunci m , n ... sînt defectele», ci să judece „ca un inginer, pornind de la principiile de bază” [13], cu alte cuvinte să judece în raport cu structurile și funcțiunile fundamentale ale acestor circuite.

Evident, se pot imagina mai multe straturi de aprofundare, ceea ce aruncă o lumină nouă asupra structurii cunoașterii și inteligenței umane.

c. Utilizarea procedurilor algoritmice bazate pe metode matematice, logice, pe modelare, simulare etc., atît separat ca metode de sine stătătoare, cît și ca auxiliare ale metodelor b sau a . Metodele algoritmice sînt binecunoscute și ele tind să se extindă la probleme din ce în ce mai complexe, ca număr de parametri și ecuații, prin utilizarea supercalculatoarelor, din ce în ce mai puternice și mai puțin voluminoase.

Din punct de vedere al reprezentării circuitelor integrate, pe care proiectarea le are în vedere, se știe că sînt necesare patru nivele:

- descriere funcțională;
- schemă logică;
- circuit electronic;
- configurație geometrică (layout);

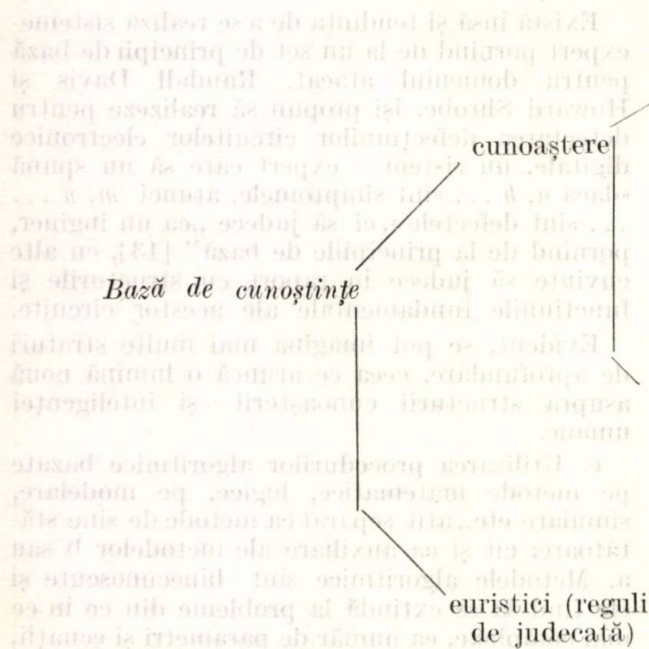
ceea ce complică destul de mult construirea sistemelor informatizate de proiectare.

În încheierea acestui paragraf referitor la poziția proiectării în microelectronică se va remarca tendința unei informatizări din ce în ce mai pronunțate nu numai a proiectării, ci și a produsului însuși, deoarece după cum observa și Alan Kay, „hardware is just crystalized software” [14] (se va traduce: circuitul digital este program informatic cristalizat). Tot el observă cum datorită supramicrominiaturizării „calculatoarele tind să dispară ca obiecte fizice” [15], devenind mici obiecte care se vor înscrie în cablajul unei clădiri, al unei instalații sau al ... unui costum de haine.

Sisteme-expert pentru electronică și micro-electronică

Fără a intra în prea multe detalii, un sistem-expert [16—18] este compus din:

1. O *bază de cunoștințe* care cuprinde, într-un anumit mod de reprezentare, *cunoașterea faptică* dintr-un domeniu și *euristici* referitoare la acel domeniu. Cunoașterea faptică este constituită din *cunoștințe declarative* și din *proceduri de inferență*. În continuare sint prezentate câteva detalii referitoare la baza de cunoștințe:



2. Un *subsistem rezolutiv* [19], numit și *motor de inferențe* [20], sau *structură de control* [21], care manipulează cunoașterea din baza de cunoștințe în vederea rezolvării unei probleme. Acest sistem se bazează, de regulă, pe *căutare în spațiul stărilor* (problemă specifică inteligenței artificiale [22]), pe *propagarea constrângerilor* (propagation of constraints [23]), și pe *reducerea problemei* [24], (la câteva probleme independente care trebuie să fie rezolvate separat, fie prin căutări în spațiul stărilor—sau altă metodă de detaliu cum ar fi propagarea constrângerilor—fie prin noi reduceri de problemă până când eventual rezolvarea ultimelor probleme devine trivială). Sistemul rezolutiv ia decizii mai întâi în raport cu datele inițiale ale problemei, apoi în raport cu starea curentă a problemei; el stabilește ce cunoaștere procedurală să aplice și cum s-o aplice, în așa fel încât să înainteze în rezolvarea problemei cerute.

Subsistemele 1 și 2 constituie un sistem expert la care se mai pot adăuga și alte module:

3. O *interfață în limbaj natural* pentru comunicare cu omul.

4. Un *subsistem explicativ* care declară cum a judecat o problemă, ce inferențe a utilizat în înlănuirea lor etc.

5. Un *subsistem de achiziție automată de cunoștințe*.

Echipat cu modulele 3 și 4, un sistem-expert va deveni util și celui care studiază un domeniu de cunoaștere; echipat și cu modulul 5 (spre exemplu, acumularea directă de cunoștințe din cărți și articole, sau prin experimente conduse de sistemul-expert) va deveni un adevărat specialist artificial. Problema achiziției automate

moduri de reprezentare:

- declarativă (fapte)
 - reguli (de producție)
 - frame
 - logica predicatelor de primul ordin
 - rețele semantice
 - combinații ale celor de mai sus
- procedurală (inferențe)
 - prin programe convenționale
 - programe invocate de configurații
 - reguli (de producție)
 - logica predicatelor de primul ordin
- euristici (reguli de judecată)
 - instituțiile și convingerile expertului uman transformate în reguli aplicabile de către sistemul expert

de cunoștințe nu este încă rezolvată, progrese încep să se realizeze în privința modulelor 3 și 4.

Sisteme-expert în electronică s-au realizat, sau sint în curs de realizare, conform informațiilor disponibile din literatură, după cum urmează, fără însă ca enumerarea lor să fie exhaustivă:

A) Pentru diagnostică:

— IDT și SPEAR, pentru defectele calculatoarelor, elaborat de firma DEC (Digital Equipment Corporation). Aceste sisteme sint experimentale.

— DART, pentru diagnosticarea defectelor sistemelor de calcul la utilizatori (pe teren), sistem-expert experimental, elaborat de Stanford University și IBM.

— ARBY, pentru construirea de sisteme-expert pentru diagnosticarea sistemelor electronice, elaborat de Yale University și I.T.T.

B. Pentru instruire:

— SOPHIE [25], pentru instruirea studenților în a găsi defecțiunile unui circuit electro-

nic. A fost dezvoltat pornind de la programul SPICE, un simulator al funcționării circuitelor electronice. SOPHIE determină consecințele unor schimbări ipotetice într-un circuit (schimbări de valori ale componentelor, scurtcircuitarea unui tranzistor etc.). Este un produs al firmei Bolt Beranek și Newman, dezvoltat de John Seely Brown ș.a.

C. Pentru configurarea sistemelor de calcul:

— R 1 numit și XCON [26], pentru configurarea sistemelor VAX ale firmei DEC. Elaborat de DEC cu Carnegie-Mellon University (sistemul original aparține lui John McDermott). Este utilizat în mod curent, aducând economii importante.

— XSEL este un sistem-expert care asistă clienții la configurarea sistemelor VAX și PDP 11/23. XSEL este mult mai interactiv decât XCON. Este în exploatare.

— ILOG, sistem în dezvoltare al firmei DEC pentru stabilirea livrărilor de material de la diferite fabrici la locul clientului [27].

D. În fabricare:

— IMACS, sistem în dezvoltare al firmei DEC, constituit din mai multe sisteme-expert care lucrează în cooperare între ele și cu programe (aplicații) informatice clasice pentru a conduce procesul de producție al echipamentelor livrate de firmă [28].

— Fără nume, un sistem-expert în elaborare (Hitachi-Japonia) pentru diagnosticarea unor probleme în fabricarea circuitelor integrate.

E. Pentru programare automată:

— PECOS, sistem experimental pentru programare automată, elaborat la Yale University [29], care scrie programe în LISP, precum și în alte limbaje. Se bazează pe reguli de producție, în prima etapă conținând circa 400 de reguli. Elaborarea acestui sistem-expert a demonstrat faptul că scrierea automată de programe informatice este posibilă.

— PSI (Program synthesis system), elaborat la Stanford University, sistem-expert care elaborează descrierea (specificațiile) unui program prin dialog în limbaj natural cu utilizatorul. În figura 4 se prezintă un cuplaj posibil între PSI și PECOS.

— PROGRAMMER' APRENTICE, sistem expert elaborat la M.I.T. pentru scrierea și corectarea programelor.

F. Pentru interpretarea semnalelor:

— HEARSAY II, pentru înțelegerea vorbirii, sistem experimental elaborat la Carnegie-Mellon University [30].

— HARPY, alt sistem experimental pentru înțelegerea vorbirii elaborat la Carnegie-Mellon University.

G. În domeniul circuitelor electronice:

— EL, sistem-expert elaborat de Sussman și Stallman de la M.I.T., pentru analiza în curent continuu a circuitelor electronice [31]. Sistemul EL nu rezolvă un circuit scriindu-i ecuațiile și trecând la rezolvarea lor algebrică, ci procedează ca un expert uman în circuite electronice, utilizând circuite echivalente și rezolvând circuitul din aproape în aproape prin „propagarea constrîngerilor”. În acest mod, sistemul EL captează experiența umană în analiza circuitelor, plecîndu-se de la principiul că un inginer nu trebuie să utilizeze modele și metode mai complicate decât este necesar, principiu care trebuie să se aplice și unui sistem-expert.

— PEACE, sistem-expert pentru analiza circuitelor electrice, elaborat în Franța (CERT, Toulouse) [32] este scris în limbajul PROLOG.

— SYN, sistem-expert pentru sinteza circuitelor electrice, elaborat de Sussman, Steele și Dekleer de la MIT. SYN folosește elemente dezvoltate pentru sistemul EL, determinînd în final valori ale componentelor unui circuit [33].

— CRITTER, sistem-expert pentru analiza circuitelor digitale, elaborat la Universitatea Rutgers.

— REDESIGN, sistem-expert pentru reproiectarea circuitelor digitale de tip TTL, elaborat la Universitatea Rutgers [34]. Sistemul este experimental. El reproiectează un circuit digital atunci cînd se modifică specificațiile funcționale. În acest scop, autorii au dezvoltat moduri de reprezentare ale circuitelor, comportamentului și specificațiilor, pentru analiză

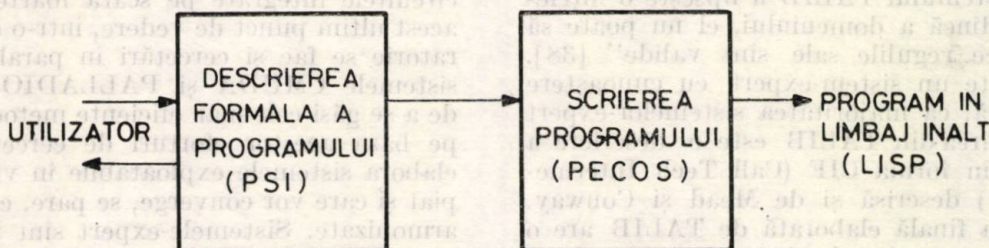


Fig. 4

folosindu-se sistemul CRITTER. Subsistemul rezolutiv al lui REDESIGN se bazează pe două tipuri de judecăți: a) cauzale, respectiv dacă unui modul i se aplică semnalul X care va fi ieșirea Y ? b) despre rolul (scopul) diferitelor module ale unui circuit mai complex în realizarea specificațiilor acestuia din urmă.

H. În domeniul VLSI:

— KBLVSI, un sistem expert experimental pentru a asista proiectarea circuitelor integrate pe scară foarte largă (VLSI) elaborat de Xerox Palo Alto Research Center și Stanford University. Acest sistem-expert se bazează pe o „unealtă” de uz general pentru construcția sistemelor-expert, LOOPS, care este un sistem de reprezentarea cunoștințelor, elaborat de Xerox Palo Alto Research Center. LOOPS permite organizarea cunoștințelor sub formă de obiecte, frame și reguli.

— Fără nume, un sistem-expert experimental pentru proiectarea circuitelor integrate tridimensionale, elaborat de Stanford University în cadrul proiectului „Heuristic Programming”. Acest sistem se bazează pe utilizarea sistemului general EURISKO [35], care prezintă anumite trăsături specifice, în special în elaborarea și manipularea de euristici.

— LOGICIAN și GATE MASTER, elaborate de firma Daisy Systems Corporation, reprezintă sisteme-expert cu interfață prin display grafic cu proiectantul. GATE MASTER, care cuprinde și sistemul LOGICIAN, poate proiecta un circuit integrat (semifabricat) proiectând logica și apoi configurația geometrică. Sistemul face singur trimiteri între nivelul logic și nivelul geometric până ce obține un rezultat satisfăcător [36]. Din punctul de vedere al inginerului proiectant, acestuia i se oferă o stațiune de lucru, respectiv un terminal grafic inteligent.

— TALIB, pentru proiectarea geometriei circuitelor digitale NMOS, dar care poate fi adaptat și la alte tehnologii. Sistemul acceptă o descriere a circuitului electronic și elaborează singur configurația geometrică [37]. TALIB utilizează 1200 de reguli (în limbajul general OPS 5) și după cum spun autorii lui „majoritatea cunoștințelor se bazează pe reguli empirice pe care le utilizează experții umani, din cauză că sistemului TALIB îi lipsește o înțelegere mai adâncă a domeniului, el nu poate să explice de ce regulile sale sînt valide” [38]. Evident, este un sistem-expert cu cunoaștere de suprafață, ca majoritatea sistemelor-expert actuale. Ieșirea din TALIB este o descriere a geometriei în forma CIF (Call Tech Intermediate Form) descrisă și de Mead și Conway. Configurația finală elaborată de TALIB are o suprafață cu 10 până la 35% mai mare decât aceea a unui proiectant uman. Sistemul este în

dezvoltare, urmînd a face parte din sistemul CMUDA, în elaborare la Carnegie-Mellon University, pentru proiectarea completă a unor cipuri plecînd de la specificațiile funcționale (comportamentale) generale.

— EMUCS și DAA, în elaborare la Carnegie-Mellon University, pentru a fi utilizate în sistemul CMUDA. Aceste sisteme [39], preiau specificațiile funcționale într-un limbaj formal, ISPS, care descrie arhitecturile (funcționale) ale cipurilor. EMUCS, realizat prin proceduri algoritmice, fiind un program de tip compilator, sau DAA, care este un sistem-expert cu reguli de producție, trasează căile de date (data-paths) adică schemele bloc generale pentru fluxurile de date. Cu aceste sisteme au fost reproiectate fluxurile de date ale unor microprocesoare cunoscute, constatîndu-se avantajele sistemului-expert DAA care este realizat cu reguli de producție în limbajul OPS 5. Pentru ca proiectele automate ale DAA să se apropie de cele existente, umane, au fost introduse noi reguli de producție, rezultate din confruntarea cu experiența umană. OPS 5 are la bază, la rîndul lui, limbajul LISP.

— CMUDA (vezi TALIB, precum și EMUCS și DAA, mai înainte).

— PALLADIO, un mediu de proiectare al circuitelor microelectronice [40], în elaborare la Stanford University, care are și calitatea de a achiziționa și înmagazina cunoștințe privind proiectarea circuitelor. Întrucît scopul este ca pornind de la specificațiile funcționale să se determine configurația geometrică, PALLADIO va conține mai multe sisteme-expert, precum și alte unelte informatice. La baza lui PALLADIO stau instrumentele generale LOOPS și MRS, ambele scrise în LISP (mai exact INTERLISP-D). LOOPS (Lisp Object — Oriented Programming System) asigură atît limbajul necesar pentru reguli, cît și pentru facilități orientate pe obiecte (frame) sau date. MRS este orientat pe logica predicatelor de primul ordin.

Concluzii

Din această examinare succintă rezultă nu numai efortul care se face de a se elabora sisteme-expert pentru electronică, ci și complexitatea mediilor experte de proiectare pentru circuitele integrate pe scară foarte largă. Din acest ultim punct de vedere, într-o etapă exploratorie se fac și cercetări în paralel (exemplu sistemele CMUDA și PALLADIO) cu scopul de a se găsi cele mai eficiente metode. De fapt, pe baza acestor eforturi de cercetare se vor elabora sistemele exploataabile în viitorul apropiat și care vor converge, se pare, către sisteme armonizate. Sistemele-expert sînt însă sisteme evolutive și după cum remarcă și autorii mediului de proiectare PALLADIO, „construcția

unui set perfect de unelte de proiectare este un proces care nu se termină și care trebuie să țină pasul cu frontierele mereu în expansiune ale tehnologiei circuitelor" [41].

Importanța proiectării în microelectronică este astfel descrisă de Alan Kay, cofondator al centrului de cercetare al firmei Xerox din Palo Alto, cu referire la conducătorii acestei companii: „Ei pot să înțeleagă centrul de fabricație. El costă milioane de dolari și ocupă un număr important de metri pătrați. Acolo sînt mașini minunate care costă sute de mii de dolari fiecare, camere curate, oameni, lumini cu impresii stranii, compresoare de aer și filtre... Noi le-am explicat că dacă nu vor cheltui de trei ori mai mult pe sisteme de dezvoltare de programe informatice pentru proiectarea VLSI, ei vor avea un centru de fabricare care rar va mai fabrica ceva. Cipurile devin din ce în ce mai complexe. Problemele de comunicație între diferitele părți ale cipurilor domină astăzi proiectarea logică. Acești conducători nu se simțeau bine deoarece software-ul este non-substanțial. Durează de trei ori mai mult să produci un sistem de programe decît un sistem comparabil de echipamente" [42].

Sublinierea importanței proiectării nu mai este necesară. Întrebarea care trebuie să se pună este aceea ce va deveni inginerul electronist în raport cu aceste sisteme de proiectare care acumulează cunoaștere? Specializarea unui inginer electronist îl va face util numai în raport cu o anumită parte a unui astfel de sistem? Sau unii se vor forma, la înălțimea întregului sistem de proiectare? Nu va fi un asemenea sistem, la un moment dat, cel mai bun inginer proiectant?

Un astfel de sistem va fi util în raport cu o experiență trecută și va putea proiecta numai în cadrul oferit de această experiență. Pentru orice situație nouă care nu se raportează la experiența trecută, sistemul va avea nevoie de om. El va lucra în simbioză cu omul sau omul în simbioză cu el. Acestea sînt perspectivele în viitorul apropiat. Toate domeniile ingineriei vor suferi modificări importante ca urmare a acestei simbioze.

Bibliografie

- [1] Mihai Drăgănescu. Cuvînt în cadrul ședinței de deschidere a sesiunii de comunicări „Realizări în domeniul electronicii profesionale”, Institutul de cercetări electronice. Snagov, 6–8 septembrie 1984.
- [2] Comunicările sesiunii cu tema Microelectronica, Academia Republicii Socialiste România, București, 5 iulie 1984. Vezi și comunicarea autorului Problemele microelectronicii.
- [3] Carver Mead, Lynn Conway. Introduction to VLSI systems, Reading, Mass., Addison Wesley Publ. Co., 1980, p. 137.
- [4] Idem, p. 219.
- [5] Idem, p. 202.
- [6] Daniel D. Gajski, Robert H. Kuhn. New VLSI tools, Computer, vol. 16, 1983, december, p. 11.
- [7] Drew Mc. Dermott. Circuit design as a problem solving, in vol. ed. Latombe, Artificial intelligence and Pattern Recognition in Computer Aided Design, IFIP, North-Holland Publ. Co., 1978, p. 244.
- [8] J. R. Dixon. Design engineering, Mc. Graw Hill, 1966, citată după Preits, in vol. ed. Latombe, op. cit., p. 253.
- [9] Idem, după J. R. Dixon.
- [10] Harold Brown, Christopher Tong, Gordon Fogster. Palladio, an exploratory environment for circuit design Computer, 1983, december, p. 47.
- [11] Mihai Drăgănescu. Ce este o problemă? capitol pentru un volum referitor la o teorie generală a informației, in pregătire.
- [12] Marvin Minsky. The problems and the promise, in vol. ed. Patrick H. Winston, Karen A. Prendergast. The AI Business. The commercial use of artificial intelligence, Cambridge, Mass., The MIT Press, 1984, p. 244.
- [13] Randall Davis, Howard Shrobe. Representing structure and behavior of digital hardware, Computer, 1983, october, p. 75.
- [14] Alan Kay. Inventing the future, in vol. ed. Patrick H. Winston, Karen A. Prendergast, op. cit., p. 107.
- [15] Idem, p. 108.
- [16] Sam S. Nau. Expert computer systems, Computer, february, 1983, p. 63–85.
- [17] William B. Gevarter. An overview of expert systems, Washington National Bureau of Standards, report NBSIR 82–2505, october 1982.
- [18] Marie — Odile Cordier. Les systèmes experts. La Recherche, 1984, janvier, p. 60–70.
- [19] Ioan Georgescu. Structura cognitivă și rezolutivă a sistemelor inteligente de tip expert, in vol. Inteligența artificială și robotica, București, Editura Academiei R.S. România, 1983, p. 144–151; Ioan Georgescu. An introduction to expert systems, Institutul central pentru conducere și informatică, Research report AI — FSO30, march, 1983.
- [20] Marie — Odile Cordier, op. cit., p. 63–67.
- [21] Jean — Pierre Laurent. La structure de contrôle dans les systèmes experts, TSI-Technique et science informatique, vol. 3, 1984. No. 3, p. 161–177.
- [22] Patrick H. Winston. Inteligența artificială, București, Editura tehnică, 1981.
- [23] G. J. Sussman. Slices at the boundary between analysis and synthesis, in vol. ed. Latombe, Artificial intelligence and pattern recognition, IFIP, North-Holland, 1978, p. 261–290; Gerald Jay Sussman, G. L. Steele Jr., Constraints a language for expressing almost — hierarchical, descriptions, Artificial Intelligence, vol. 14, 1980, p. 1–39.
- [24] Nils J. Nilsson. Principles of artificial intelligence Berlin, Springer Verlag, 1982.
- [25] ed. Avron Barr, Edward A. Feigenbaum. The handbook of artificial intelligence, vol. II, Heuristech Press/William Kaufmann, Stanford/Los Angeles, 1982, p. 247–253.
- [26] Arnold Kraft. XCON — an expert configuration system at Digital Equipment Corporation, in vol. ed. Patrick H. Winston, Karen A. Prendergast, op. cit., p. 41–49.
- [27] Anunțat de Arnold Kraft, op. cit., p. 49.
- [28] Idem, p. 49.
- [29] David R. Barstow. Knowledge — based program construction, New York, North — Holland, 1979.
- [30] William B. Gevarter, op. cit., p. 64.
- [31] idem, p. 54.
- [32] după Marie-Odile Cordier, op. cit., p. 67.
- [33] William B. Gevarter, op. cit., p. 63.
- [34] Tom M. Mitchell ș.a. An intelligent aid for circuit redesign, in vol. Proceedings of the National Conference on Artificial Intelligence, Washington, August 22–26, 1983, AAAI — 83, p. 274–278.

- [35] Douglas B. Lenat, John Seely Brown, Why AM and Eurisko appear to work, in vol. Proceedings of the National Conference on Artificial Intelligence, op. cit. p. 236—240.
- [36] Aryeh Finegold, The engineer's apprentice, in vol. ed. Patrick H. Winston, Karen A. Prendergast, op. cit., p. 113—119.
- [37] Jin Kim, John Mc. Dermott, TALIB, an IC Layout design assistant, in vol. Proceedings of the national conference on Artificial Intelligence, Washington D. C., August 22—26, 1983, AAAI-83, p. 197—201.
- [38] Idem p. 198.
- [39] Donald, E. Thomas a.o., Automatic data path synthesis, Computer, 1983, december, p. 59—70.
- [40] Harold Brown, Christopher Tong, Go don, Fagstes, Palladio — an exploratory environment for circuit design, Computer, 1983, decembre, p. 41—56.
- [41] Idem, p. 55.
- [42] Alan Kay, op. cit., p. 42.

CZ 537.311:621.315

CONDUȚIE IONICĂ
ȚESUTURI VII
SEMICONDUCTOARE INTRINSECI

Procese de conducție ionică*

ALEXANDRU TIMOTIN** — BUCUREȘTI

Introducere

Studiul fenomenelor electrice din țesuturi vii și, în particular, al proceselor de formare, transmisiune și propagare a impulsurilor nervoase impune înțelegerea mai profundă a conducției electrice în electroliți tari, în care trecerea curentului electric este asigurată în exclusivitate de ioni (în primul rând de cei de sodiu, de potasiu și de clor), ocupând domenii spațiale multiplu conexe mărginite de suprafețe izo-lante, în general, membrane celulare. Aceste membrane sînt uneori permeabile pentru anu-miți ioni, fiind de fapt străpunse de orificii (pori) definind canale foarte scurte (de ordinul a 10^{-8} m) și extrem de înguste, în care mobili-tățile ionilor sînt mult reduse sau se anulează. Membranele separă medii electrolitice între care diferențele de concentrație determină diferențe de potențial, cu valori de echilibru de ordinul zecilor de milivolți, de care depind permeabilitățile porilor acestor membrane. Me-diul electrolitic nu este nicăieri în contact cu pereți metalici, care să permită descărcarea și neutralizarea ionilor (prin acceptare sau cedare de electroni), ceea ce exclude fenomenele de electroliză. Ca urmare a acestui fapt, a carac-terului practic complet al disociației în electro-liți tari și a unei temperaturi uniforme și cons-tante în timp, numărul de ioni dintr-o anumită specie și dintr-un anumit subdomeniu al spa-țiului poate să varieze numai prin schimb de ioni cu subdomenii învecinate.

Rețeaua conductoare dintr-un țesut viu se prezintă ca un ansamblu de „canale”, care leagă între ele anumite „interstii” (de volume relativ mici) și anumite „rezervoare” (de volume

relativ mari și deci de concentrații practice invariabile) definite de mediul lichid care în-conjoară elementele țesutului. Între nodurile acestei rețele (reprezentate de „interstii” și „rezervoare”) există straturi izo-lante (mem-brane celulare sau straturi de lipide) care pre-zintă capacități electrice relativ mari (de ordi-nul a $1\mu\text{F}/\text{cm}^2$) [1].

Procesele tranzitorii asociate unei astfel de rețele rezultă din cuplarea proceselor de con-ducție electro-difuzivă din „canale” (în care mișcarea ordonată e determinată — ca și în semiconductori — atât de cîmpul electric, com-ponenta ohmică, cit și de gradientul concen-trației, componenta de difuzie) cu cele de încărcare-descărcare din „condensatoarele” dintre modurile rețelei. Componentele de difuzie ale curentilor pot fi asociate fie unor surse de curent, fie unor surse de tensiune, cu valori variabile, depedente de concentrațiile variabile ale io-nilor, adică pot fi asociate unor surse comandate, neliniare. Conductanțele electrice ale laturilor, depind de asemenea de concentrații, fiind aso-ciable în schema electrică echivalentă a rețelei unor conductanțe neliniare.

Procesele de conducție din astfel de conduc-toare electrolitice sînt în bună măsură asemă-nătoare celor din semiconductori, cu anumite diferențe semnificative:

- sarcina electrică netă este asociată exclu-siv purtătorilor de sarcină mobili (ionilor) neexistînd nimic analog impurităților;
- nu există procese de generare și recombi-nare ale purtătorilor;
- există mai multe specii de purtători (cel puțin trei: Na^+ , K^+ , Cl^- ,) eventual polivalenți (de ex. Ca^{++});
- nu există electroni liberi, iar disociația naturală a însăși moleculelor de apă ($\text{H}_2\text{O} \rightleftharpoons \text{HO}^- + \text{H}^+$) e foarte slabă, astfel încît con-

* Lucrare invitată, prezentată la Conferința anuală de semiconductoare, ediția a 7-a, Timișul-de-Sus, 10 — 13 octombrie 1984.

** Institutul politehnic — București.

ductivitatea electrică intrinsecă a mediului (în lipsa ionilor) este neglijabilă;

— încărcarea superficială cu sarcină a suprafețelor izolante se face tot cu ioni și numai cu ioni din speciile care au semnul corespunzător semnului densității de sarcină respective.

Ionii din mediul conductor al țesuturilor vii au concentrații foarte mari ($10 \dots 1000 \text{ mol/m}^3 \sim 10^{10} \dots 10^{21} \text{ ioni/cm}^3$) față de acelea ale electronilor sau găurilor din semiconductori ($10^{10} \dots 10^{18} \text{ purtători/cm}^3$) și mobilități foarte mici ($10^{-4} \dots 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Vs}$ față de $10^3 \dots 10^4 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ în semiconductori) [1], [3].

În cele ce urmează se prezintă ecuațiile fundamentale și anumite consecințe generale pentru cîmpul electrocinetic și de difuzie — care va fi numit *cîmp electrodifuziv* — dintr-un domeniu D_Σ din spațiu, ocupat de un electrolit tare cu N specii de ioni de ambele semne, în următoarele ipoteze:

— temperatura este uniformă și constantă în timp;

— modelul gazului perfect este aplicabil fiecărei specii de ioni în parte, astfel încît, componentele de difuzie ale curenților sînt determinate de gradientii concentrațiilor ionilor din aceeași specie, conform difuziei;

— cîmpul electric este cuasistaționar capacitativ (amagnetic), efectele de inducție electromagnetică și energia magnetică fiind neglijabile, intensitatea cîmpului electric fiind asociată unui potențial electric;

— mediul este un dielectric omogen, cu o permitivitate ϵ constantă (în spațiu și în timp), deoarece polarizabilitatea sa e hotărîtă de aceea a moleculelor neutre de apă.

Pentru inginerul electronist procesele de conducție ionică prezintă interes din cauza analogiilor cu cele din semiconductori, din cauza numeroaselor aplicații ale electronicii în biofizică și medicină și — poate nu în ultimul rînd — din cauza perspectivelor, astăzi reale, de a îngloba în viitor aceste procese în aplicații, astăzi specifice electronicii propriuzise.

1. Notății principale:

$$\text{și: } n_k, Z_k = \pm |Z_k|; q_k = q_0 Z_k$$

$$\rho_k = q_k n_k; k = 1, 2 \dots N, \quad (1)$$

— concentrațiile numerice, valențele algebrice (cu semn cu tot), sarcinile și densitățile volumice de sarcină ale ionilor din specia (k);

$$n_k^s, \rho_k^s = q_k n_k^s \quad (2)$$

— concentrațiile superficiale și densitățile superficiale de sarcină ale ionilor din specia (k);

$$e_o = k_0 T / q_0 \approx 25,7 \text{ mV la } 25^\circ\text{C}$$

$$(T = 298^\circ\text{K}) \quad (3)$$

— tensiunea de referință termică la temperatura absolută T ;

$$\mu_k, D_k = k_0 T \mu_k / |q_k| = e_o \mu_k / |Z_k| \quad (4)$$

— mobilitățile ionilor ($5 \dots 8 \cdot 10^{-8} \text{ m}^2/\text{Vs}$), respectiv difuzivitățile ionilor ($1 \dots 2 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2/\text{s}$);

$$\sigma_k = |\rho_k| \mu_k = q_0 |Z_k| n_k \mu_k \quad (5)$$

— conductivitățile ionilor (de ordinul a $1 \text{ ohm}^{-1} \text{ m}^{-1}$);

$$\bar{w}_k, \bar{J}_k = \rho_k \bar{w}_k \quad (6)$$

— vitezele ordonate medii ale ionilor (de ordinul a $0,05 \text{ mm/s}$), respectiv densitățile de curent asociate (de ordinul a $0,1 \text{ A/cm}^2$);

$$\psi_k = \rho_k D_k = \pm k T \cdot \mu_k n_k \quad (7)$$

— potențialul densității curentului ionic de difuzie;

$$\bar{Y}_k = -\text{grad } \psi_k; \sigma_k \bar{E} = \bar{J}_k - \bar{Y}_k \quad (8)$$

— componenta de difuzie, respectiv ohmică (la intensitatea $\bar{E}$ a cîmpului electric) a densității de curent ionice;

$$\rho = \sum_{k=1}^N \rho_k \leq 0; \quad \bar{J} = \sum_{k=1}^N \bar{J}_k; \quad \bar{Y} = \sum_{k=1}^N \bar{Y}_k, \quad (9)$$

— densitatea volumică de sarcină, densitatea de curent, densitatea curentului de difuzie (pentru toate speciile de ioni);

$$\psi = \sum_{k=1}^N \psi_k; \quad \sigma = \sum_{k=1}^N \sigma_k > 0;$$

— potențialul curentului de difuzie, conductivitatea electrică rezultantă (pentru toate speciile de ioni).

Constante universale:

$$q_0 = 1,6022 \cdot 10^{-19} \text{ C},$$

$$k_0 = 1,3807 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}, \quad (10)$$

— sarcina elementară, respectiv constanta lui Boltzmann.

2. Ecuații locale ale cîmpului electrodifuziv

Se consideră un domeniu D_Σ al mediului electrolitic studiat (corespunzînd unui canal, sau unui interstițiu al rețelei conductoare dintr-un țesut viu), mărginit de suprafața închisă Σ , parțial izolantă (Σ_i) și parțial conductoare (Σ_c), reprezentînd reuniunea fețelor de contact ale domeniului cu alte domenii similare).

2.1. Relații fundamentale

a. Legea de conservare a numărului de ioni ($k = 1, 2 \dots N$)

$$\text{div} (n_k \bar{w}_k) + \frac{\partial n_k}{\partial t} = 0 \rightarrow \text{div } \bar{J}_k + \frac{\partial \rho_k}{\partial t} = 0; \quad (11)$$

căreia, pentru suprafețe de discontinuitate S , de normală $\bar{n}_{12}$, îi corespunde condiția de trecere

$$\bar{n}_{12}(n_k^{(2)}\bar{w}_k^{(2)} - n_k^{(1)}\bar{w}_k^{(1)}) \Big|_S = -\frac{\partial n_k^s}{\partial t} \rightarrow$$

$$\rightarrow \bar{n}_{12}(\bar{J}_k^{(2)} - \bar{J}_k^{(1)}) = -\frac{\partial \rho_k^s}{\partial t}. \quad (11')$$

b. Legea fluxului electric:

$$\text{div}(\varepsilon \bar{E}) = \rho \sum_{k=1}^N q_k n_k, \quad (12)$$

căreia, pentru suprafețele de discontinuitate S , de normală $\bar{n}_{12}$, îi corespunde condiția de trecere

$$\bar{n}_{12}(\varepsilon^{(2)}\bar{E}^{(2)} - \varepsilon^{(1)}\bar{E}^{(1)}) \Big|_S = \rho^s = \sum_{k=1}^N q_k n_k^s. \quad (12')$$

Observație: Condițiile de trecere (11') și (12') sînt formulate în general, notînd cu indicii superiori (1) și (2) cele două fețe ale suprafeței S . În cazul domeniului studiat nu pot fi suprafețe de discontinuitate decît părțile izolante ale frontierei Σ , $\bar{n}_{12} = \bar{n}$ fiind normala exterioară, iar $\bar{w}_k^{(2)} = 0$.

c. Teorema potențialului electric cuasistacionar:

$$\text{rot } \bar{E} = 0 \text{ sau } \bar{E} = -\text{grad } V, \quad (13)$$

căreia îi corespunde pentru suprafețe de discontinuitate S condiția de trecere:

$$\bar{E}_t^{(1)} = \bar{E}_t^{(2)} \Big|_S \text{ sau } V^{(1)} = V^{(2)} \Big|_S, \quad (13')$$

care impune continuitatea componentei tangențiale a cîmpului $\bar{E}_t \equiv \bar{n}_{12} \times (\bar{E} \times \bar{n}_{12})$, sau continuitatea potențialului V , și care se aplică efectiv numai părților conductoare ale frontierei Σ .

d. Legea de conducție pentru fiecare specie de ioni ($k = 1, 2, \dots, N$)

$$\bar{J}_k \equiv n_k q_k \bar{w}_k = \sigma_k \bar{E} + \bar{Y}_k$$

cu $\sigma_k = n_k |q_k| \mu_k$. (14)

e. Legea de difuzie corespunzătoare:

$$\bar{Y}_k = -q_k D_k \text{ grad } n_k = -\text{grad } \psi_k \text{ cu}$$

$$\psi_k = \rho_k D_k = \pm k_0 T \mu_k n_k. \quad (15)$$

f. Condițiile de semn pentru funcțiile de punct și de moment reprezentate de distribuțiile și evoluțiile densităților de particule și de sarcini:

$$n_k(P, t) \geq 0; \quad n_k^s(P, t) \geq 0;$$

$$Z_k \rho_k(P, t) \geq 0; \quad Z_k \rho_k^s(P, t) \geq 0. \quad (16)$$

2.2. Relații derivate, globale (comune tuturor speciilor de ioni)

Sumînd relațiile (11), înmulțite cu sarcinile respective q_k , se obține forma locală a legii conservării sarcinii:

$$\text{div } \bar{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0, \quad (17)$$

respectiv condiția de trecere:

$$\bar{n}_{12}(\bar{J}^{(2)} - \bar{J}^{(1)}) + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0. \quad (17')$$

Cu (12) și (13) rezultă ecuația lui Poisson pentru potențialul V :

$$\text{div grad } V = -\frac{\rho}{\varepsilon}. \quad (18)$$

Sumînd relațiile (14) și (15) pentru toate speciile de ioni rezultă legea conducției electrice (pentru densitatea rezultantă de curent):

$$\bar{J} = \sigma \bar{E} + \bar{Y} = -(\sigma \text{ grad } V +$$

$$+ \text{grad } \psi) = \sigma(\bar{E} + \bar{E}_i), \quad (19)$$

în care:

$$\bar{E}_i = \bar{Y}/\sigma = -\frac{\text{grad } \psi}{\sigma} \text{ și}$$

$$\sigma = \sum_{k=1}^M |q_k| n_k \mu_k, \quad (19')$$

sînt, respectiv, intensitatea cîmpului imprimat de difuzie și conductivitatea rezultantă, iar

$$\psi = \sum_{k=1}^N \psi_k.$$

2.3. Ecuațiile densităților ionice de sarcină și ale potențialului

Eliminînd densitățile de curent și densitatea rezultantă de sarcină între ecuațiile de mai sus, se obține sistemul de $N+1$ ecuații cu derivate parțiale satisfăcut în volumul D_Σ de funcțiile $\rho_k(P, t)$ și $V(P, t)$; ($k = 1, 2, \dots, N$):

$$\pm \mu_k \text{ grad } \rho_k \cdot \text{grad } V - D_k \text{ div grad } \rho_k +$$

$$+ \frac{\partial \rho_k}{\partial t} = \pm \rho_k \frac{\mu_k}{\varepsilon} \left(\sum_{i=1}^N \rho_i \right), \quad (20)$$

$$- \varepsilon \text{ div grad } V = \sum_{i=1}^N \rho_i. \quad (21)$$

În ecuațiile de mai sus semnele superioare se referă la particulele pozitive, iar cele inferioare la particulele negative. Sistemul (20), (21) trebuie integrat în condiții inițiale și la limită adecvate, identificate astfel încât să fie necontradictorii, independente și complete (astfel încât să asigure o soluție unică).

Prezența primelor derivate în raport cu timpul densităților de sarcină ionice sugerează identificarea acestora ca mărimi de stare, pentru care se formulează condițiile inițiale:

$$\rho_k(P, 0) = \rho_{k0}(P) = q_k \cdot n_{k0}(P) \quad (k = 1, 2, \dots, N). \quad (22)$$

Din cauza caracterului neliniar al ecuațiilor (20), identificarea condițiilor la limită (de frontieră) nu este banală. Mărimile corespunzătoare, date ca funcțiuni de timp, în intervalul $(0, t)$, în puncte ale frontierei Σ , definesc mărimile de intrare (mai exact, funcțiunile de intrare) ale sistemului fizic (dinamic) reprezentat de cîmpul electrodifuziv din domeniul D_Σ .

Ecuațiile (20), (21) sînt identice cu cele ale semiconductorilor intrinseci (fără impurități), în absența fenomenelor de recombinare și generare, luînd: $N = 2$; $q_1 = q_0$; $q_2 = -q_0$; $n_1 = p$; $n_2 = n/2$.

3. Transformarea și disiparea energiei în medii electrodifuzive

Conform legii transformării energiei în conductor (Joule), densitatea de volum a puterii cedate mediului de cîmpul electromagnetic este:

$$p_J = \vec{E} \cdot \vec{J} = \sigma \vec{E}^2 + \vec{E} \vec{Y} = \vec{J}^2 / \sigma - \vec{Y}^2 / \sigma - \vec{E} \vec{Y}, \quad (23)$$

(ultimele două forme fiind specifice conductoarelor izotrope cu legea de conducție de forma (19)). Termenul $\vec{E} \vec{Y}$, corespunzător compoentei de difuzie a curentului se poate însă transforma cu (14) și (15):

$$\vec{E} \vec{Y} = - \sum_{k=1}^N \bar{Y}_k^2 / \sigma_k - k_0 T \sum_{k=1}^N \bar{w}_k \text{grad } n_k. \quad (24)$$

Puterea volumică cedată de cîmp se poate deci pune sub forma:

$$p_J \equiv \vec{E} \vec{J} = \vec{J}^2 / \sigma + \sum_{k=1}^N \bar{Y}_k^2 / \sigma_k - \vec{Y}^2 / \sigma + k_0 T \sum_{k=1}^N \bar{w}_k \text{grad } n_k, \quad (25)$$

în care ultimul termen are o semnificație fizică evidentă, dacă se observă că, în acord cu (14), densitatea de volum a forței neelectrice, de difuzie, exercitate asupra ionilor de tip (k) , este:

$$\begin{aligned} \bar{f}_k &= q_k n_k \bar{Y}_k / \sigma_k = \pm \bar{Y}_k / \nu_k = \\ &= -k_0 T \text{grad } n_k, \end{aligned} \quad (26)$$

în acord cu modelul gazului perfect de presiune parțială $p_k = k_0 n_k T$ și cu ipoteza neglijării efectelor încrucișate (ale presiunii unei specii de ioni asupra ionilor de altă specie). Ca urmare puterea volumică generată de forțele de difuzie este:

$$p_g = \sum_{k=1}^N \bar{f}_k \bar{w}_k = -k_0 T \sum_{k=1}^N \bar{w}_k \text{grad } n_k. \quad (27)$$

Cu (25) rezultă:

$$\begin{aligned} p_g + p_J &= \vec{J}^2 / \sigma + \sum_{k=1}^N \bar{Y}_k^2 / \sigma_k - \vec{Y}^2 / \sigma = \\ &= \sum_{k=1}^N \bar{J}_k^2 / \sigma_k \geq 0. \end{aligned} \quad (28)$$

Observație: Puterea generată de forțele de difuzie provine din aflusul de energie prin convecție și din scăderea substanțială a energiei interioare asociată ionilor, cu densitatea de volum n_k .

$$w_T = k_0 T \sum_{k=1}^N n_k = \sum_{k=1}^N w_{Tk}; \text{ cu } w_{Tk} = k_0 T n_k, \quad (29)$$

(egală cu presiunea gazului echivalent acestora). În adevăr, derivata substanțială (în lungul traiectoriei respective) a concentrației ionilor de tip (k) este exprimabilă cu ajutorul legii de conservare respective (11) sub forma:

$$\begin{aligned} \frac{d_k n_k}{dt} &= \frac{\partial n_k}{\partial t} + \bar{w}_k \text{grad } n_k = -\text{div}(\bar{w}_k n_k) + \\ &+ \bar{w}_k \text{grad } n_k = -n_k \text{div } \bar{w}_k, \end{aligned} \quad (30)$$

de unde rezultă ecuația de bilanț energetic, local, pentru ionii de tip (k) :

$$p_{gk} \equiv \bar{f}_k \bar{w}_k = -\frac{d_k}{dt} (k_0 T n_k) - \text{div} (k_0 T n_k \bar{w}_k). \quad (31)$$

Prin integrare și însumind pentru toate speciile de ioni rezultă bilanțul energetic global

al energiei de difuzie a ionilor, cu densitatea (29) sub forma :

$$\int_{D\Sigma} p_g dv = - \int_{D\Sigma} \sum_k \frac{d_k w_{Tk}}{dt} dv + \oint_{\Sigma} \bar{S}_T \bar{n}_{int} dA, \quad (32)$$

în care $\bar{n}_{int} = -\bar{n}$ este versorul normalei interioare la frontiera a domeniului, iar :

$$\bar{S}_T = \sum_{k=1}^N k_0 T n_k \bar{w}_k = \sum_{k=1}^N \bar{S}_{Tk}; \text{ cu } \bar{S}_{Tk} = k_0 T n_k \bar{w}_k, \quad (33)$$

este densitatea fluxului de energie interioară (de difuzie) asociată fluxului de ioni, prin convecție cu viteza $\bar{w}_k$ medie, a speciei respective.

Revenind la relația fundamentală (28), se observă că membrul drept este pozitiv definit, și reprezintă puterea volumică disipată ireversibil în mediul electrodifuziv :

$$p_J + p_g = p_d \equiv \sum_{k=1}^N \bar{J}_k^2 / \sigma_k = \bar{J}^2 / \sigma + \Delta p_d \geq \bar{J}^2 / \sigma \geq 0. \quad (34)$$

Această putere disipată cuprinde un prim termen cunoscut de la conductoarele lineare (efectul Joule propriu-zis $\bar{J}^2 / \sigma$) și un al doilea termen, suplimentar, specific conducției electrodifuzive cu mai multe specii de purtători

$$\Delta p_d = p_d - \bar{J}^2 / \sigma = \sum_{k=1}^N \frac{\bar{Y}_k^2}{\sigma_k} - \frac{\left(\sum_{k=1}^N \bar{Y}_k \right)^2}{\left(\sum_{k=1}^N \sigma_k \right)} \geq 0. \quad (35)$$

care este pozitiv sau nul, cum rezultă imediat în cazul $N = 2$

$$\begin{aligned} \bar{Y}_1^2 / \sigma_1 + \bar{Y}_2^2 / \sigma_2 - (\bar{Y}_1 + \bar{Y}_2)^2 / (\sigma_1 + \sigma_2) = \\ = (\bar{Y}_1 \sigma_2 - \bar{Y}_2 \sigma_1)^2 / (\sigma_1 \sigma_2 (\sigma_1 + \sigma_2)) \geq 0 \end{aligned} \quad (36)$$

(dacă se ține seama de semnul pozitiv al conductivităților) și apoi prin recurență pentru orice N . Termenul disipativ suplimentar se anulează numai dacă

$$\begin{aligned} \Delta p_d = 0 \Leftrightarrow \bar{Y}_1 / \sigma_1 = \dots = \bar{Y}_k / \sigma_k = \\ = \dots = \bar{Y} / \sigma \equiv \bar{E}_i, \end{aligned} \quad (37)$$

ceea ce, cu (14) și (19), atrage după sine și

$$\bar{J}_1 / \sigma_1 = \dots = \bar{J}_k / \sigma_k = \dots = \bar{J} / \sigma. \quad (37')$$

Puterea volumică disipată este deci în general mai mare decât efectul Joule linear și se reduce la acest efect în starea caracterizată de relațiile (37), (37').

4. Echilibrul electrostatic al mediului electrodifuziv

4.1. Condiția de echilibru

Regimul electrostatic este un regim staționar (nici-o mărime de stare nu depinde de timp ; operatorul $\partial / \partial t$ are efect nul) neînsoțit de transformări energetice :

$$\begin{aligned} \bar{J} = \sigma(\bar{E} + \bar{E}_i) \equiv 0 \rightarrow p_J = \bar{E}\bar{J} = 0 \rightarrow \\ \rightarrow \bar{E} + \bar{E}_i = 0. \end{aligned} \quad (38)$$

Cu (34) rezultă atunci că puterea generată de forțele de difuzie devine egală cu puterea suplimentară disipată (35)

$$p_g = \Delta p_d \geq 0. \quad (39)$$

Dar în regim staționar toți curenții ionici $\bar{J}_k$ au divergență nulă și în bilanțul energetic de difuzie termenul al doilea din membrul drept al relației (31) se anulează. Rezultă de aici că :

$$- \sum_{k=1}^N \frac{d_k(k_0 T n_k)}{dt} = p_g = \Delta p_d \geq 0. \quad (40)$$

Numai semnul egal este compatibil cu caracterul pozitiv al concentrațiilor n_k , care altfel ar avea derivate substanțiale negative (și constante în timp din cauza regimului staționar) și ar scădea nelimitat (pentru cel puțin o specie de ioni). De aceea și densitatea de volum a puterii generate și aceea a puterii disipate suplimentare $\Delta p_d = p_g$ sînt nule în regimul de echilibru electrostatic. Ca urmare, condițiile (37), (37') sînt satisfăcute și, cum $\bar{J} = 0$, în acest caz toate densitățile de curent ionice și vitezele de difuzie sînt nule :

$$\begin{aligned} \bar{J}_1 = \bar{J}_2 = \dots = \bar{J}_k = \dots = \bar{J}_N = 0; \\ \bar{w}_1 = \bar{w}_2 = \dots = \bar{w}_k = \dots = \bar{w}_N = 0. \end{aligned} \quad (41)$$

Rezultatul era de așteptat, dar nu trebuie postulat pentru starea de echilibru (cum se procedează uzual în literatură), deoarece rezultă din singura condiție „macroscopică” (38). Cum în acest regim electrostatic $\bar{E} = -\text{grad } V$, condițiile (41) se exprimă, folosind (37), (14) și (15), sub forma :

$$\begin{aligned} \text{grad } (V + (k_0 T / q_k) \ln n_k) = 0; \\ k = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \quad (42)$$

4.2. Repartițiile de echilibru ale concentrațiilor ionice și ecuația potențialului. Ecuațiile (42) se integrează imediat furnizând repartițiile de echilibru ale concentrațiilor ionice în prezența unui potențial electrostatic dat $V(P)$:

$$n_k(P) = n_{k0} \exp\left(-\frac{q_k V}{k_0 T}\right); \text{ cu } n_{k0} = n_k|_{V=0}. \quad (43)$$

Rezultă repartiția de volum a sarcinii electrice la echilibru

$$\rho(P) = \sum_{k=1}^N n_k q_k = \sum_{k=1}^N n_{k0} q_k \exp\left(-\frac{q_k V}{k_0 T}\right), \quad (44)$$

și ecuația potențialului electrostatic într-un mediu electrodifuziv la echilibru:

$$\operatorname{div} \operatorname{grad} V = -\frac{1}{\varepsilon} \sum_{k=1}^N n_{k0} q_k \exp(-V/e_k); \quad (45)$$

cu $e_k = k_0 T/q_k \leq 0$.

În cazul cînd condițiile de frontieră sînt astfel încît potențialul e peste tot constant și ales egal cu zero, rezultă condiția de neutralitate pentru repartițiile „de repaos”, uniforme, n_{k0}

$$\sum_{k=1}^N n_{k0} q_k = 0. \quad (46)$$

În cazul a două specii monovalente de purtători (ioni), cu

$$q_1 = -q_2 = q_0, \quad n_{10} = n_{20} = n_0 \quad (\text{pentru a satisface (46)}) \quad (47)$$

și ecuația potențialului (45) ia forma cunoscută din teoria semiconductorilor intrinseci [2]

$$\operatorname{div} \operatorname{grad} V = +\frac{1}{\varepsilon} q_0 n_0 2 \sinh(V/e_0); \quad e_0 = k_0 T/q_0. \quad (45')$$

Ecuația potențialului într-un mediu electrodifuziv la echilibru nu mai este o ecuație de tip Poisson, deoarece membrul drept este o funcție (nelineară) de funcția necunoscută $V(P)$. Cu toate că soluția acestei ecuații se obține mult mai greu decît aceea a ecuației Poisson, condițiile de frontieră care asigură unicitatea soluțiilor sînt aceleași.

4.3. Determinarea stării de echilibru electrostatic a unui sistem electrodifuziv. Teorema de unicitate a soluțiilor.

Se consideră condiții de frontieră de tip Dirichlet pe partea conductoare Σ_i a suprafeței Σ , respectiv Neumann pe partea ei izolantă Σ_i :

$$V|_{\Sigma_i} = f(P); \quad \varepsilon \partial V / \partial n|_{\Sigma_i} = g(P). \quad (48)$$

Dacă am avea două soluții compatibile cu aceste condiții de frontieră $V_1(P)$ și $V_2(P)$, care să verifice ecuația (45), atunci diferența lor

$$V_D(P) \equiv V_1(P) - V_2(P). \quad (49)$$

ar verifica ecuația:

$$\operatorname{div} \operatorname{grad} V_D = -\frac{1}{\varepsilon} \sum_{k=1}^N n_{k0} q_k (\exp(-V_1/e_k) - \exp(-V_2/e_k)) \equiv -\frac{\rho_D}{\varepsilon}. \quad (50)$$

Se construiește expresia corespunzătoare dublului energiei electrostatice pentru soluția diferență:

$$\int_{\Sigma} \varepsilon \operatorname{grad}^2 V_D \delta v = \oint_{\Sigma} V_D \varepsilon \frac{\partial V_D}{\partial n} \delta A + \int_{\Sigma} V_D \rho_D \delta v \geq 0. \quad (51)$$

Condițiile de frontieră fiind lineare, soluția diferență ar verifica condițiile omogene:

$$V_D|_{\Sigma_i} = 0; \quad \varepsilon \partial V_D / \partial n|_{\Sigma_i} = 0, \quad (48')$$

astfel că ar trebui ca expresia dată de ultima integrală să fie nenegativă

$$\int_{\Sigma} V_D \rho_D \delta v \geq 0. \quad (51')$$

Deoarece, notînd cu $v_k = V/e_k$, produsul $V_D \rho_D$ se poate scrie:

$$V_D \rho_D = k_0 T \sum_{k=1}^N n_{k0} (v_{k1} - v_{k2}) (\exp(-v_{k1}) - \exp(-v_{k2})) \leq 0 \quad (52)$$

și rezultă nepozitiv pentru orice valori reale, arbitrare, ale lui v_{k1} și v_{k2} (din cauza caracterului monoton descrescător al funcției $\exp(-v)$) condițiile (51') și (52) se realizează numai în

cazul egalității cu zero, care implică $v_{k1} \equiv v_{k2}$ pentru orice k , adică

$$V_D(P) = V_1(P) - V_2(P) = \quad (53)$$

pentru orice $P \in D_\Sigma$,

ceea ce demonstrează unicitatea soluției.

Ca urmare, în regim de echilibru electrostatic, câmpul electrodifuziv din domeniul D_Σ este univoc determinat de condițiile de frontieră de tip electrostatic (48) pentru potențialul $V(P)$ și de concentrațiile de repaos n_{k0} , compatibile cu condiția de neutralitate (46):

— condițiile de frontieră permit determinarea potențialului în tot domeniul prin integrarea ecuației (45);

— concentrațiile de echilibru electrostatic sunt determinate de (43) (în acord cu statistica Maxwell-Boltzman);

— densitatea de volum a sarcinii la echilibru electrostatic nu este nulă și rezultă, după determinarea potențialului, cu (44).

5. Relaxația sarcinii într-un domeniu electrodifuziv

Repartițiile concentrațiilor ionice influențează atît densitatea de volum a sarcinii

$$\rho = \sum_{k=1}^N q_k n_k \text{ cît și conductivitatea } \sigma = \sum_{k=1}^N |q_k| \mu_k n_k - \text{ceea ce atrage după sine}$$

caracterul nelinier al ecuațiilor (20), (21) ale sistemului electrodifuziv. Dar în regim tranzitoriu densitatea de sarcină — calculabilă prin diferențe ale unor contribuții ionice de valoare absolută mare și de semne diferite — este mult mai sensibilă la variațiile concentrațiilor ionice decît conductivitatea — calculabilă prin sume de contribuții ionice pozitive — și variază mai repede, atîngînd practic „instantaneu” valori impuse de procesul „cuasistacionar” de difuzie.

În cazul conductoarelor lineare de conductivitate constantă (spațial) orice repartitie de volum inițială a sarcinii scade exponențial în timp, tinzînd către zero, cu constanta de timp de relaxare:

$$\tau_\varepsilon = \frac{\varepsilon}{\sigma} (\cong 10^{-10} \text{ secunde în electroliti tari}) \quad (52)$$

5.1. Relaxația sarcinii volumice

Cu (12) (17) și (19) se obține pentru densitatea de sarcină volumică, în regim general variabil de electrodifuzie, ecuația:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\rho}{\tau_\varepsilon} = \operatorname{div} \operatorname{grad} \psi - \bar{E} \cdot \operatorname{grad} \sigma = \sum_{k=1}^N D_k \operatorname{div} \operatorname{grad} \rho_k - \bar{E} \cdot \sum_{k=1}^N \mu_k \cdot \operatorname{grad} |\rho_k|, \quad (53)$$

în care $\rho_k = n_k q_k$ sînt contribuțiile ionice la această densitate, cu valori absolute mult mai mari decît ale densității rezultante ρ , din cauza neutralizării parțiale a ionilor de diferite semne. Al doilea termen din membrul al doilea, în care apare gradientul conductivității rezultante, lent variabile, variază în ritmul impus de câmpul electric. Dacă notăm cu „ d ” o lungime caracteristică domeniului D_Σ (de ordinul $10^{-4} \dots 10^{-8} \text{ m}$ în țesuturi vii), constantele de timp de difuzie, impuse de primul termen din membrul al doilea au ordinul de mărime:

$$\tau_k = d^2 / (\pi^2 D_k) = 1 \dots 10^{-8} \text{ secunde} \quad (54)$$

și sînt cu cel puțin două ordine de mărime peste timpul de relaxare (52). De aceea în soluțiile de regim tranzitoriu ale ecuației (53), componentele „libere”, de forma:

$$\rho_{lib}(P, t) = \rho_{lib}(P, 0) \cdot \exp(-t/\tau_\varepsilon) \quad (55)$$

se sting rapid și pot fi ignorate pentru $t \gg \tau_\varepsilon$, reținîndu-se doar soluția „particulară” de tip cuasistacionar:

$$\rho \cong \tau_\varepsilon (\operatorname{div} \operatorname{grad} \psi - \bar{E} \cdot \operatorname{grad} \sigma); (t \gg \tau_\varepsilon), \quad (56)$$

conform căreia densitatea de volum a sarcinii electrice, după depășirea duratei de relaxație pur electrică, urmărește variația în timp a proceselor de difuzie și a condițiilor de frontieră (reflectate în câmpul electric $\bar{E}$).

5.2. Relaxația sarcinii superficiale

Cînd o parte $\sum_i$ a frontierei Σ a domeniului este izolantă, în exteriorul ei densitatea de curent e nulă și pe fața ei interioară apare o densitate superficială de sarcină $\rho^s = \sum \rho_k^s$. Această densitate superficială verifică relațiile (12') și (17'), în care normala $\bar{n}_{12} = \bar{n}$ este acum normala exterioară a frontierei, iar $\bar{J}_2 = 0$, $\bar{E}_2 = \bar{E}^{ext}$:

$$\bar{n} \bar{J} = \frac{\partial \rho^s}{\partial t}; \quad \varepsilon^{ext} \bar{n} \bar{E}^{ext} = (\varepsilon \bar{n} \bar{E} + \rho_s)_{\Sigma} \quad (57)$$

Aici ε^{ext} , respectiv $\bar{E}^{ext}$, sînt permitivitatea, respectiv câmpul electric, în exteriorul părții izolate a frontierei domeniului. Rezultă, utilizînd legea de conducție (19), ecuația de relaxare a sarcinii superficiale ρ^s :

$$\frac{\partial \rho^s}{\partial t} + \frac{1}{\tau_\varepsilon} \rho^s = \frac{1}{\tau_\varepsilon} \varepsilon^{ext} \bar{n} \bar{E}^{ext} - \bar{n} \cdot \operatorname{grad} \psi, \quad (58)$$

cu aceleași proprietăți ca și (53). Repartiția densității superficiale de sarcină pe fețele izolate ale frontierei domeniului se stabilește

într-un timp foarte scurt, de ordinul a citorva constante de timp de relaxare (52), după depășirea căruia se poate reține numai soluția „particulară” de tip cuasistaționar:

$$\rho^s = \sum_{k=1}^N \rho_k^s \cong -\tau_s \bar{n} \text{grad } \psi + \varepsilon^{ext} \bar{n} \bar{E}^{ext}; \quad (59)$$

$$(t \gg \tau_s).$$

5.3. Repartițiile superficiale de sarcină ionice în regim „cuasistaționar”

Pentru fiecare specie de ioni (k) în parte, se obține cu (11')(14) și (15) relația:

$$\left. \frac{\partial \rho_k^s}{\partial t} \right|_{\Sigma_i} = \bar{n} \bar{J}_k = \sigma_k \bar{n} \bar{E} + \bar{n} \bar{Y}_k =$$

$$= \overbrace{\mu_k n_k |q_k|}^{\sigma_k} \left(\bar{E} \bar{n} + \frac{k_0 T}{q_k} \bar{n} \cdot \text{grad} (\ln n_k) \right), \quad (59')$$

fără ea în acest caz să existe o relație între $\bar{n} \bar{E}$, $\bar{n} \bar{E}^{ext}$ și ρ_k^s (de forma celei de la densitatea de sarcină rezultantă ρ^s , v. a doua relație (57)). La variații rapide ale cîmpului electric, termenul al doilea din membrul drept al relației de mai sus este neglijabil, din cauza constantelor de timp mari ale proceselor de difuzie și din cauza variației spațiale lente a logaritmului concentrației ionice. Ca urmare:

$$\left. \frac{\partial \rho_k^s}{\partial t} \right|_{\Sigma_i} \approx \sigma_k \bar{E} \bar{n} = n_k \mu_k |q_k| \bar{E} \bar{n} =$$

$$= \frac{\sigma_k}{\varepsilon} (\varepsilon^{ext} \bar{n} \bar{E}^{ext} - \rho^s). \quad (60)$$

La utilizarea acestei relații trebuie să se caute soluții compatibile cu condiția de semn a sarcinii superficiale respective. Admițînd că această condiție e satisfăcută, din (60) rezultă că sarcinile superficiale ionice contribuie la densitatea de sarcină rezultantă în proporție cu conductivitățile respective.

Observație. Considerațiile aproximative de mai sus, privitoare la relaxarea rapidă a repartițiilor de sarcină nu sînt în general valabile în cazul semiconductorilor, pentru care timpul de relaxație (52) poate să fie comparabil cu duratele de difuzie (54) din cauza valorilor mari ale mobilităților și difuzivităților D_k .

6. Teorema energiei în medii electrodifuzive

6.1. Teorema energiei electromagnetice în regim cuasistaționar capacitiv

În condițiile neglijării efectelor de inducție electromagnetice cîmpul electric este irotațional (13) și densitatea de volum a energiei elec-

tromagnetice transmise spre exteriorul unui element de volum, egală cu divergența vectorului lui Poynting devine:

$$\text{div}(\bar{E} \times \bar{H}) = -\bar{E} \text{rot } \bar{H} = \text{div}(\nabla \text{rot } \bar{H}) =$$

$$= \text{div} \left(\nabla \left(\bar{J} + \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right) \right) = \text{grad } \nabla \cdot \text{rot } \bar{H} =$$

$$= -\bar{E} \cdot \left(\bar{J} + \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right). \quad (61)$$

Se obține forma locală corespunzătoare a teoremei lui Poynting:

$$-\text{div} \left(\nabla \left(\bar{J} + \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right) \right) = \frac{\partial}{\partial t} (\varepsilon \bar{E}^2/2) + \bar{E} \bar{J}, \quad (62)$$

respectiv forma integrală:

$$-\oint_{\Sigma} V \left(\bar{J} \bar{n} + \varepsilon \frac{\partial (\bar{E} \bar{n})}{\partial t} \right) \delta A =$$

$$= \frac{d}{dt} \int_{D_{\Sigma}} \varepsilon \bar{E}^2/2 \, dv + \int_{D_{\Sigma}} \bar{E} \bar{J} \, dv, \quad (63)$$

valabilă în regim cuasistaționar capacitiv și în dielectrice lineari (cu permitivitatea independentă de cîmp, dar eventual funcție de punct $\varepsilon = \varepsilon(P)$) și independent de caracterul linear sau nelinear al legii de conducție care leagă densitatea de curent $\bar{J}$ de cîmpul electric $\bar{E}$.

Afluxul de putere electromagnetică primit prin frontiera domeniului (membrul stîng al teoremei energiei electromagnetice (63)), este egal cu viteza de creștere a energiei electrice localizate în interiorul domeniului, însumată cu puterea electrică cedată mediului (conform legii transformării energiei în conductori).

6.2. Bilanțul energetic electrodifuziv

Conform celor arătate în capitolul 4 puterea electrică cedată mediului trebuie însumată cu puterea generată de forțele de difuzie (pentru toate speciile de ioni) pentru a obține puterea disipată ireversibil în mediu care rezultă mai mare decît efectul Joule $\bar{J}^2/\sigma$ din conductoare lineare. Integrînd expresia (34) a densității puterii disipate și ținînd seama de bilanțul energetic global (32) al energiei de difuzie se obține pentru puterea disipată globală relația:

$$P_d \equiv \int_{D_{\Sigma}} \sum_{k=1}^N \frac{\bar{J}_k^2}{\sigma_k} \, dv = \int_{D_{\Sigma}} \bar{E} \bar{J} \, dv -$$

$$- \int_{D_{\Sigma}} \sum_{k=1}^N \frac{d_k w_{Tk}}{dt} \, dv + \oint_{\Sigma} \bar{S}_T \bar{n}_{int} \, dA, \quad (64)$$

cu w_{Tk} și $\bar{S}_T$ dați de (29) și (33).

Cu (63) și (64), eliminând puterea cedată de câmp conductorului, se obține expresia integrală pentru teorema energiei (electrice și de difuzie) într-un mediu electrodifuziv:

$$\begin{aligned} & - \oint_{\Sigma} \left(V \left(\bar{J} \bar{n} + \varepsilon \frac{\partial (\bar{E} \bar{n})}{\partial t} \right) + \bar{S}_T \bar{n} \right) dA = \\ & = \frac{d}{dt} \int_{D_{\Sigma}} \frac{\varepsilon \bar{E}^2}{2} dv + \int_{D_{\Sigma}} \sum_{k=1}^N \frac{d_k w_{Tk}}{dt} dv + P_d, \end{aligned} \quad (65)$$

în care densitățile de energie electrică și de difuzie, ca și puterea disipată sînt pozitiv definite.

Conform cu (57) componenta normală a densității curentului total (de conducție și de deplasare) este calculabilă pe partea izolantă a frontierei numai cu ajutorul câmpului exterior. De aceea în membrul drept din (65) partea din integrala de suprafață referitoare la $\sum_i$ se poate înlocui cu:

$$\begin{aligned} & \int_{\Sigma_i} V \left(\bar{J} \bar{n} + \varepsilon \frac{\partial (\bar{E} \bar{n})}{\partial t} \right) dA = \\ & = \int_{\Sigma_i} V \left(\varepsilon^{ext} \frac{\partial (\bar{n} \bar{E}^{ext})}{\partial t} \right) dA. \end{aligned} \quad (66)$$

De observat că în bilanțul energetic (65) nu este inclusă energia cinetică, de translație ordonată cu vitezele $\bar{w}_k$, asociabilă diferitelor specii de ioni, deoarece aceste viteze ordonate sînt de cca. 10^6 ori mai mici decît cele de agitație termică, care contribuie la energia de difuzie cu densitatea (29). Aceeași aproximație este inclusă în forma admisă (14) a legii de conducție ionică, care corespunde unei legi de mișcare fără termenii inerțiali (asociați energiei cinetice).

Conform cu (33) și (59), partea din fluxul de energie de difuzie referitoare la porțiunea izolantă a frontierei se poate exprima ca derivată în raport cu timpul a unei energii superficiale de difuzie:

$$\begin{aligned} & \int_{\Sigma_i} \bar{S}_T \bar{n} dA = \int_{\Sigma_i} \sum_{k=1}^N k_0 T n_k \bar{w}_k \bar{n} dA = \\ & = \frac{d}{dt} \int_{\Sigma_i} \sum_{k=1}^N k_0 T n_k^s dA = \frac{d}{dt} W_T^s(t). \end{aligned} \quad (67)$$

Cu (66) și (67) teorema energiei se poate pune sub o primă formă:

$$\begin{aligned} & - \int_{\Sigma_c} \left(V \left(\bar{J} \bar{n} + \varepsilon \frac{\partial (\bar{E} \bar{n})}{\partial t} \right) + \bar{S}_T \bar{n} \right) dA - \\ & - \int_{\Sigma_i} V \varepsilon^{ext} \frac{\partial (\bar{E}^{ext} \bar{n})}{\partial t} dA = \frac{dW_e}{dt} + \frac{dW_T^s}{dt} + \\ & + \sum_{k=1}^N \int_{D_{\Sigma}} \frac{d_k w_{Tk}}{dt} dv + P_g, \end{aligned} \quad (68)$$

în care:

$$\bar{S}_T = \sum_{k=1}^N k_0 T n_k \bar{w}_k; \quad w_{Tk} = k_0 T n_k, \quad (69):$$

și

$$\begin{aligned} W_e(t) &= \int_{D_{\Sigma}} \frac{\varepsilon \bar{E}^2}{2} dv; \\ W_T^s &= \sum_{k=1}^N \oint_{\Sigma} k_0 T n_k^s dA; \end{aligned} \quad (70)$$

$$P_d = \sum_{k=1}^N \int_{D_{\Sigma}} \frac{\bar{J}_k^2}{\sigma_k} dv \geq 0.$$

În această formă a bilanțului apar variațiile substanțiale $d_k w_{Tk}$ ale densităților de energie (29) care, în acord cu (30), depind de indicele k al tipului de ioni și a căror sumă nu reprezintă diferențiala totală a unei funcții de stare. Se poate construi o astfel de diferențială, asociabilă unei energii interioare (termice) a ansamblului de ioni, observînd că densitatea generată de forțele de difuzie (31) se mai poate exprima și sub forma:

$$\begin{aligned} p_{gk} &= -k_0 T \bar{w}_k \text{grad } n_k = \\ &= -k_0 T n_k \bar{w}_k \text{grad} (\ln(n_k/n_{k0})) = \\ &= -\text{div}(\bar{w}_k u_k) - \frac{\partial}{\partial t} u_k - \text{div}(k_0 T n_k \bar{w}_k) \end{aligned} \quad (71)$$

în care apare o altă densitate de energie interioară asociabilă speciei

$$u_k = k_0 T n_k (\ln(n_k/n_{k0}) - 1) \quad (72)$$

care se anulează în starea $n_k = e \cdot n_{k0}$ și e pozitivă pentru $n_k > e \cdot n_{k0}$. Comparînd cu (31) rezultă egalitatea

$$\frac{d_k w_{Tk}}{dt} = + \text{div}(u_k \bar{w}_k) + \frac{\partial}{\partial t} u_k \quad (73)$$

care fiind introdusă în prima formă (68) a bilanțului energetic conduce la o a doua formă a acestui bilanț:

$$\begin{aligned} & - \oint_{\Sigma} V \varepsilon^{ext} \frac{\partial (\bar{E}^{ext} \bar{n})}{\partial t} dA - \int_{\Sigma_c} \sum_{k=1}^N \bar{J}_k \left(V + \right. \\ & \left. + e_k \ln \frac{n_k}{n_{k0}} \right) \bar{n} dA - \int_{\Sigma_i} \sum_{k=1}^N u_k \bar{w}_k \bar{n} dA = \\ & = \frac{d}{dt} \left[W_e + W_T^s + \int_{D_{\Sigma}} \sum_{k=1}^N u_k dv \right] + P_d \end{aligned} \quad (74)$$

în care apar mărimile:

$$\Phi_k = V + e_k \cdot \ln(n_k/n_{k0}) \quad [e_k = k_0 T/q_k], \quad (75)$$

analoge cuasi-potențialelor Fermi din teoria semiconductorilor și în funcție de care concentrațiile ionice se pot exprima prin relațiile:

$$n_k(P, t) = n_{k0} \cdot \exp\left(-\frac{q_k}{k_0 T} (V - \Phi_k)\right), \quad (76)$$

analoge repartițiilor de echilibru (43).

7. Concluzii

Studiul fenomenelor electrice și de difuzie, în regim staționar sau tranzitoriu, din mediul conductor electrolitic din țesuturi vii se poate efectua pe baza unui model electrodifuziv, macroscopic, care conduce la ecuațiile neliniare cu derivate parțiale, (20), (21) — întru totul analoge celor ale semiconductorilor intrinseci,

CZ: 538.551:621.3.012

Tehnologii pentru circuite integrate pe scară foarte mare*

RADU M. BĂRSAN** — BUCUREȘTI

Introducere

Se asistă în zilele noastre la începutul unei epoci de transformări fundamentale, epoca unei noi „revoluții industriale” [1], a unui nou „val” [2], determinat de progrese cu adevărat revoluționare în domeniul electronicii, automatizării, informaticii și telecomunicațiilor. Componenta centrală a bazei acestui progres o constituie evoluția microelectronicii, a circuitelor integrate realizate în primul rînd cu ajutorul tehnologiei MOS (Metal-Oxid-Semiconductor).

Pe vremea cînd circuitele integrate nu depășiseră cîteva mii de componente/cip, s-a încetățenit clasificarea acestora în circuite integrate pe scară mică (SSI-Small Scale Integration) pînă la 100 componente/cip, pe scară medie (MSI — Medium Scale Integration) cu pînă la 1 000 componente/cip, pe scară mare

fără procese de recombinare și generare, dar privitoare la un număr oarecare de specii de purtători (ionii, nu neapărat monovalenți).

S-au prezentat relațiile fundamentale, principalele consecințe ale acestor ecuații și s-au dat formulări specifice pentru teorema energiei în medii electrodifuzive (68), (74).

S-a stabilit expresia puterii disipate (34), pozitiv definite și superioară, în general, puterii Joule din cazul conductoarelor lineare.

S-a analizat echilibrul electrostatic al mediului electrodifuziv, demonstrîndu-se teorema de unicitate a soluțiilor.

Bibliografie

- [1] Kenneth S. Cole: Membranes, Ions and Impulses. University of California Press, Berkeley 1968.
- [2] Mihai Drăgănescu: Electronica corpului solid. Editura tehnică, București 1972.
- [3] Raimundo Villegas, Gloria M. Villegas: Les couches superficielles de la fibre nerveuse du calmar. Actualités neurophysiologiques Sixième série — 1965 pag. 55—68 MASSON Paris.

CIRCUITE INTEGRATE MOS
TENDINȚE TEHNOLOGICE VLSI
MICROELECTRONICA

(LSI — Large Scale Integration) cu pînă la 10 000 componente/cip și pe scară foarte mare (VLSI-Very Large Scale Integration) cu pînă la 100 000 componente/cip. Cînd au fost realizate circuite cuprinzînd multe sute de mii de componente, epuizîndu-se gradele de comparație, s-a vorbit de integrarea pe scară „ultra” mare (ULSI).

Creșterea complexității circuitelor integrate a avut ca efect imediat, scăderea dramatică a costului și creșterea performanțelor sistemelor clasice de prelucrare a informației. Pe de altă parte însă, oferind posibilitatea integrării foarte aproape unele de altele a elementelor de procesare și a celor de memorie, ea face posibil un salt calitativ: atingerea unui grad înalt de prelucrare simultană (paralelă) a informației, [3]. Se va atribui termenul de integrare pe scară foarte mare (VLSI), complexității circuitelor care depășesc acest prag revoluționar.

Nu se poate pune problema abordării detaliate într-o lucrare de dimensiuni atît de reduse a tehnologiilor dezvoltate în scopul realizării de circuite MOS/VLSI. Se va încerca însă, să se

* Extras din lucrare invitată, prezentată la Conferința anuală de semiconductoare, ediția a 7-a, Timișu de Sus, 10—13 octombrie 1984.

** Întreprinderea Microelectronică-București.

prezintă câteva aspecte principale care jalonează evoluția tehnologiei circuitelor integrate MOS, probleme care stau în fața integrării pe scară foarte mare și unele considerații privind progresele înregistrate în țara noastră în domeniul tehnologiilor pentru microelectronică.

1. Componentele creșterii complexității circuitelor integrate MOS

De la primele porți logice realizate cu linii de 25 μm până la microprocesoare cu peste 450 000 de tranzistoare realizate cu linii de 1,5 μm , au trecut mai puțin de două decenii. Această creștere rapidă a complexității circuitelor integrate, ilustrată în figura 1, a fost rezultatul a trei contribuții majore.

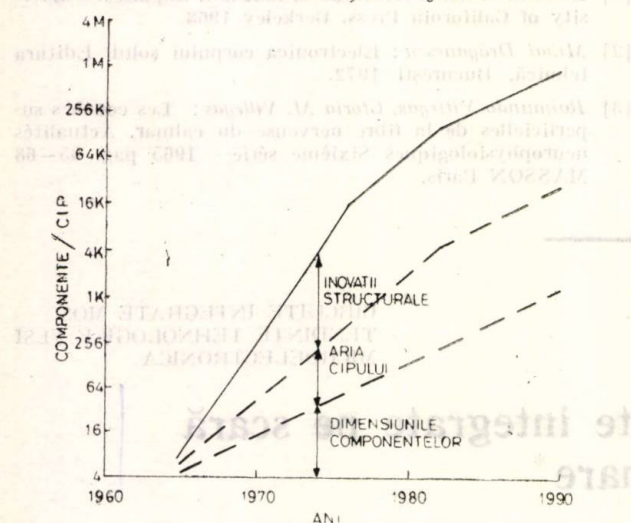


Fig. 1. Componentele creșterii complexității circuitelor integrate MOS.

O primă componentă o constituie *inovația structurală*, atât la nivel de circuit cit și de dispozitiv. În figura 2 sunt exemplificate astfel de

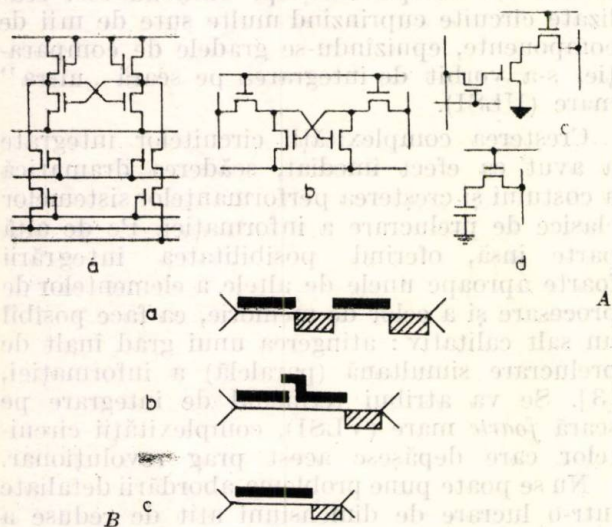


Fig. 2. Inovații structurale. A — Simplificarea circuitelor. B — Simplificarea structurilor.

inovații, în cazul celulelor de memorii cu acces aleator (RAM). Pe direcția simplificării circuitelor (A) s-a trecut de la celula statică cu 8 tranzistoare (apoi 6 tranzistoare) (a), la celula dinamică cu 4 tranzistoare (b), urmată de celula cu 3 tranzistoare (c) și, în fine, cu un singur tranzistor (d). În cazul registrelor de deplasare, s-a trecut de la registrele statice cu bistabile cu 16 tranzistoare/celulă, la registre dinamice fără raport cu 6 tranzistoare/celulă și în fine la registre cu transfer de sarcină cu echivalentul a numai două tranzistoare/celulă.

Pe de altă parte, însăși structura componentelor a suferit modificări. Pentru exemplificare, în figura 2B este ilustrată evoluția celei dinamice „cu un tranzistor”: (a) varianta inițială în care capacitorul și tranzistorul sint discernabile, (b) structura rezultată prin alipirea electrozilor de stocare și transfer și (c) forma obținută prin contopirea acestor electrozi și definirea zonei de stocare a celei prin implantare de ioni. Se remarcă faptul că această evoluție structurală a condus la pierderea identității componentelor elementare clasice (tranzistor, capacitor etc.) și contopirea acestora în structuri funcționale noi [4]. În a doua jumătate a deceniului trecut, inovația structurală a încetat să mai constituie o contribuție importantă la creșterea complexității circuitelor, fără să dispară însă cu totul. Factorul inovativ la nivel de circuit și structură începe să capete din nou importanță în prezent.

A doua componentă a creșterii complexității a fost *creșterea ariei cipului*. În ultimii ani această contribuție a început să se limiteze, atrăgând o reducere suplimentară a vitezei de creștere a complexității.

Cea de a treia componentă, cu o contribuție constantă la creșterea complexității circuitelor a fost *miniaturizarea*, reducerea permanentă a dimensiunilor structurilor componente ale circuitelor. Dimensiunea minimă pe cip s-a înjumătățit continuu la fiecare 5 ani: 10 μm în 1971, 5 μm în 1976, 2,5 μm în 1981 etc. Progresul tehnologic s-a manifestat din plin atât în componenta de inovație structurală, cit și în creșterea ariei cipurilor, dar rezultatul cel mai direct a fost creșterea densității de integrare prin reducerea dimensiunilor componentelor. Aceasta a făcut ca dimensiunea minimă pe cip să fie considerată în mod convențional o primă măsură a evoluției tehnologiilor circuitelor integrate MOS.

În privința dimensiunii minime pe cip, evoluția nu a fost și nu va fi nici în viitor continuă. Discontinuități au apărut la trecerea de la 10 μm la 5 μm și de la 5 μm la 2,5 μm . Următoarele bariere ce vor trebui depășite pentru producerea de circuite integrate pe scară foarte mare se află în jurul valorilor de 1,3 μm și 0,5 μm . Depășirea acestor bariere presupune, în primul rând, modificări structurale și tehnolo-

logice majore, așa cum a fost spre exemplu saltul de la tehnologiile cu poartă de aluminiu la tehnologiile cu poartă de siliciu. În al doilea rând, discontinuitățile apar datorită faptului că dincolo de anumite limite se fac simțite fenomene fizice complet noi care necesită modele adecvate și timp pentru a fi înțelese și controlate.

Cu toate realizările deosebit de spectaculoase în domeniul tehnologiilor MOS, ne aflăm încă departe de limitele previzibile [5]. Astfel, densitatea maximă de integrare, corespunzătoare unei dimensiuni minime pe cip de $0,2 \mu\text{m}$, este estimată la circa 10^8 componente/ cm^2 , de aproximativ 200 de ori mai mare decât în prezent, iar complexitatea (numărul de componente/cip) poate crește teoretic cu peste 3 ordine de mărime față de realizările actuale.

Fără a intra în detalii, trebuie totuși menționat pe scurt, câteva din procesele tehnologice care au avut efecte majore până în prezent asupra tehnologiilor pentru circuite integrate MOS, făcând posibilă integrarea pe scară mare în producție de serie. În domeniul stabilității parametrilor structurii MOS, un efect important l-a avut oxidarea în prezența clorului (sub formă de tricloretilenă, triclorețan sau acid clorhidric). Controlul precis al parametrilor tehnologici, dimensionali și electrici, nu ar fi fost posibil fără două dintre cele mai importante cuceriri tehnologice ale domeniului: *implantarea de ioni și poarta de siliciu policristalin*. În privința izolării componentelor, un progres remarcabil a fost posibil mulțumită *oxidării locale* folosind nitrura de siliciu. Obținerea în condiții de producție de straturi de siliciu policristalin, nitrură de siliciu, sau oxid de joasă temperatură cu proprietățile cerute de integrarea pe scară mare, a fost posibilă numai după punerea la punct a tehnicilor de *depunere la joasă presiune* (LPCVD — Low Pressure Chemical Vapour Deposition). În mod similar, în privința aliajelor necesare interconexiunilor, un progres major a fost obținut folosind *depunerea prin pulverizare catodică*. La creșterea densității de integrare și a complexității au contribuit din plin tehnicile superioare de *fotolitografie prin proximitate și mai ales proiecție*, precum și procesele de definire a configurațiilor prin *corodare „uscă” în plasmă*. Toate aceste progrese nu ar fi putut însă conduce la rezultatele cunoscute dacă nu ar fi fost însoțite de progrese la fel de rapide în domeniul *controlului purității materialelor și al condițiilor tehnologice* (desprăfuire, temperatură, umiditate antistaticizare etc.). De asemenea, integrarea pe scară mare ar fi fost imposibilă fără dezvoltarea corespunzătoare a *tehnicilor de măsură și control* ale parametrilor tehnologici, geometrici și electrici.

Tehnica de calcul a fost unul dintre domeniile care au beneficiat în mod nemijlocit de progresul microelectronicii. La rândul său însă, microelectronica nu s-ar fi putut ridica la gradul de dezvoltare ilustrat de integrarea pe scară mare fără sprijinul masiv al *tehnicii de calcul*, atât în cadrul proiectării și testării asistate de calculator a circuitelor, cât și în cadrul automatizării proceselor tehnologice.

2. Problemele integrării pe scară foarte mare

Realizarea de circuite integrate pe scară foarte mare întâmpină o serie de dificultăți, clasificate astfel:

O primă categorie de probleme o constituie fenomenele fizice diferite care intervin în cazul structurilor ultraminiaturizate [5]. Spre exemplu, datorită conducției sub prag și a fluctuațiilor statistice ale atomilor de impuritate în canalul tranzistoarelor, tensiunea de alimentare a circuitelor nu va putea fi redusă sub aproximativ 1 V. În consecință, structurile nu vor putea respecta principiul reducerii proporționale, lucrând cu cîmpuri electrice interne apropiate de cîmpul critic. În aceste condiții, *efectele fizice asociate cîmpurilor intense* vor avea o pondere deosebit de mare. De asemenea, *efectele bidimensionale* devin semnificative în cazul structurilor ultraminiaturizate, fapt care conduce la necesitatea revizuirii majorității modelelor clasice.

În circuitele VLSI *interconexiunile* reprezintă o altă problemă de mare importanță. Un prim motiv este acela că aria ocupată de traseele de interconexiuni crește vertiginos odată cu creșterea complexității circuitelor, fiind cel puțin egală cu aria ocupată de elementele active. În consecință, obținerea de trasee conductive cât mai fine, situate pe cât mai multe nivele izolate între ele, va fi un deziderat permanent. O altă categorie de motive pentru care va fi nevoie să se acorde o atenție crescândă interconexiunilor, constă în limitările de viteză asociate propagării semnalelor în circuit, fie că aceste limitări sînt datorate unor fenomene ca electromigrarea, căderii de tensiune pe linii, sau pur și simplu întârzierilor de propagare.

Astfel de probleme de natură electrică sînt strîns legate de problemele de natură termodinamică, dintre care cea mai serioasă este *disipația finită a căldurii*. Găsirea de sisteme cât mai comode și eficiente de răcire a circuitelor în timpul funcționării va constitui o problemă cheie a realizării de sisteme VLSI.

Problemele geometrice, fizice, electrice și termodinamice nu sînt independente, ci se condiționează reciproc. La nivelul integrării pe scară foarte mare, efectul principal al acestor interacțiuni constă în *imposibilitatea creșterii simultane a complexității și a vitezei de lucru a circuitelor* [5].

Cea de a doua categorie importantă de probleme ce stau în fața integrării pe scară foarte mare este de natură pur tehnologică. Domeniul VLSI nu va putea să se dezvolte fără progrese substanțiale în *domeniul fotolitografiei și a tehnicilor de definire a configurațiilor*. Izolarea componentelor în cadrul circuitului constituie o dificultate din ce în ce mai mare în calea miniaturizării și nu are în prezent soluții clare de rezolvare. *Redistribuirea impurităților* în timpul proceselor termice rămâne o problemă majoră în ciuda eforturilor depuse pentru reducerea temperaturilor de lucru și utilizarea exclusivă a implantării de ioni pentru dopare cu impurități.

În cadrul tehnologiilor VLSI *abaterile parametrilor de la valorile nominale* vor constitui în cele din urmă dificultatea principală [5]. De asemenea, *controlul purității materialelor și al condițiilor tehnologice* va determina în mare măsură realizabilitatea circuitelor integrate pe scară foarte mare. În fine, nu trebuie uitat nici faptul că una din problemele practice de mare importanță rămâne *costul*. O tehnologie superioară sau un echipament care permite realizarea unor circuite mai complexe, nu pot fi introduse în fabricație decât în măsura în care creșterea performanțelor circuitelor astfel obținute echilibrează costurile suplimentare sau, dacă la performanțele egale se obțin sisteme mai ieftine.

Dificultățile tehnice menționate mai sus rezultă din necesitatea procesării cu un grad de control din ce în ce mai mare, a unor plachete din ce în ce mai mari, pe care se găsească structuri cu o densitate de integrate din ce în ce mai mare. Încă de pe acum încep să apară procese tehnologice, tehnici și echipamente noi, care să facă față acestor cerințe.

Generarea de configurații micronice și submicronice presupune în primul rînd un proces de fotolitografie deosebit de rafinat. Sistemele actuale prin proiecție nu vor putea fi utilizate în cazul integrării pe scară foarte mare, atît datorită rezoluției nesatisfăcătoare, cît și datorită sensibilității la deformarea suferită de plachetă în cadrul proceselor termice. *Repetarea directă 10 : 1 și sistemele bazate pe raze X sau fascicol de electroni* vor rămîne singurii candidați pentru VLSI.

În privința corodării diverselor straturi crescute sau depuse pe suprafața plachetei se vor putea utiliza numai tehnici anizotrope, cum ar fi *corodarea cu fascicol de ioni reactivi*. Pentru dimensiuni submicronice este probabil că vor fi utilizate în locul corodării, *tehnici indirecte de definire a configurațiilor* cum ar fi lif-off, sau alte metode prin care lățimea unei linii e definită de grosimea unui strat și nu de o mască clasică.

Pentru integrarea pe scară foarte mare vor putea fi utilizate numai *proces termice la tem-*

peraturi joase, de pînă la 700°C, datorită necesității de a avea redistribuirea cît mai mici ale impurităților, reducerii la minimum a deformării plachetelor și reducerii densității de defecte. Astfel de procese sînt: oxidarea la presiune înaltă (HIPOX), depunerea în plasmă la joasă presiune (PECVD) și diferite procese termice bazate pe fascicule energetice de tip laser, electronice sau ionice.

Materialele de bază vor suferi adaptări și modificări. În privința substratelor vor cîștiga teren materialele dielectrice cum sînt safirul, sau oxidul îngropat obținut prin implantare cu ioni de oxigen. Siliciurile metalice și metalele refractare vor fi folosite aproape exclusiv pentru realizarea traseelor conductoare. În privința izolatorilor, se va extinde probabil utilizarea oxinitrurilor.

În fine, dar nicidecum în ultimul rînd, domeniul VLSI va însemna o revoluție în *tehnicele de asamblare a cipurilor*, capsulele clasice fiind abandonate. În prezent se experimentează la scară industrială mai multe soluții de montaj direct al structurilor pe plăci modulare. Un exemplu este sistemul utilizat de IBM pentru calculatoarele 3081, 3083 și 3084, în care 133 cipuri sînt conectate direct pe un substrat ceramic, un mare număr de astfel de substraturi fiind asamblate sub atmosferă de heliu într-un modul răcit cu apă. Un astfel de modul conține pînă la 45 000 de cipuri și are 1 800 de terminale. Calculatorul IBM 3081 cuprinde 26 module montate pe patru plăci de 60 × 70 cm, totalizînd circa 800 000 de circuite. Un alt exemplu este sistemul utilizat de Hewlett-Packard pentru calculatorul de 32 de biți HP 9000, care cuprinde 2,5 megaocteți de memorie RAM, avînd dimensiunile unui calculator de birou. Tehnica de montaj folosită este similară cablajelor imprimate, utilizînd substraturi speciale, în locul circuitelor încapsulate conectîndu-se însă direct cipurile.

Domeniul VLSI va fi în plină dezvoltare către sfîrșitul deceniului. Zorile acestei noi ere în microelectronică au apărut însă de pe acum, materializate în diverse circuite MOS care, cel puțin din punct de vedere al complexității, prefigurează integrarea pe scară foarte mare. În tabelul 1 sînt prezentate succint cîteva asemenea realizări.

În domeniul memoriilor, trebuie menționate *memoriile RAM dinamice de 256.kbiți* realizate atît de firme japoneze cît și de cele americane. În al doilea rînd, noua generație de *procesoare de 32 biți* poate fi socotită ca deschizînd și ea domeniul VLSI. Printre acestea se amintesc circuitul iAPX 432 programabil în limbajul Ada, anunțat de Intel încă din 1981, primul microprocesor de 32 biți capabil să lucreze cu memorie virtuală, NS1 6032, produs de National Semiconductor, microprocesoarele Motorola 68010 și 68020, TMS 320 produs de Texas In-

Tabelul 1

Realizări care deschid domeniul VLSI

CIRCUIT	FIRMA	CARACTERISTICI
MEMORII DRAM 256 k	TOSHIBA HITACHI MOTOROLA TEXAS INSTRUMENTS MITUBISHI IBM	linii 1,3–2,5 μm aria celulei 70–100 μm^2 aria celulei 70– 70–100 μm^2 aria cipului 40–50 mm^2
IAPX 432	INTEL	32 biți, Ada
NS 16032	NATIONAL SEMICONDUCTOR	32 biți, memorie virtuală
M 68010/20	MOTOROLA	32 biți
T M S 320	TEXAS INSTRUMENTS	32 biți, arhitectura Harvard
BELLMAC-32	BELL	32 biți, CMOS
HP 9000 CPU	HEWLETT PACKARD	32 biți, structură regulată

struments, primul microprocesor de 32 biți realizat în tehnologie CMOS, Bellmac-32, produs de Bell Laboratories și unitatea centrală a calculatorului HP 9000, realizat de Hewlett-Packard, circuit care conține circa 450 000 tranzistoare și poate prelucra 1 MIPS (milion de instrucțiuni pe secundă).

3. Progresul microelectronicii în țara noastră

Tehnologii pentru circuite integrate MOS au început să fie puse la punct pe plan mondial, începând cu sfârșitul anilor '60. De atunci, viteza de dezvoltare tehnologică a cunoscut o creștere continuă, creștere sprijinită de multe alte industrii (producătoare de echipamente, materiale etc.), precum și de învățământ, cercetare, domenii care au ținut permanent pasul cu dinamica microelectronicii.

În țara noastră au început să existe preocupări în domeniul tehnologiei MOS, începând cu anul 1970, la CCPCE-Băneasa, devenit apoi ICCE-București și ulterior CCSITS. Acesta a fost timp de peste 10 ani singurul loc din țară unde s-au făcut tentative de realizare de dispozitive și apoi circuite MOS, în paralel cu un mare număr de cercetări privind dispozitivele semiconductoră, de la tranzistoare bipolare și dispozitive optoelectronice la dispozitive pentru microunde și circuite hibride.

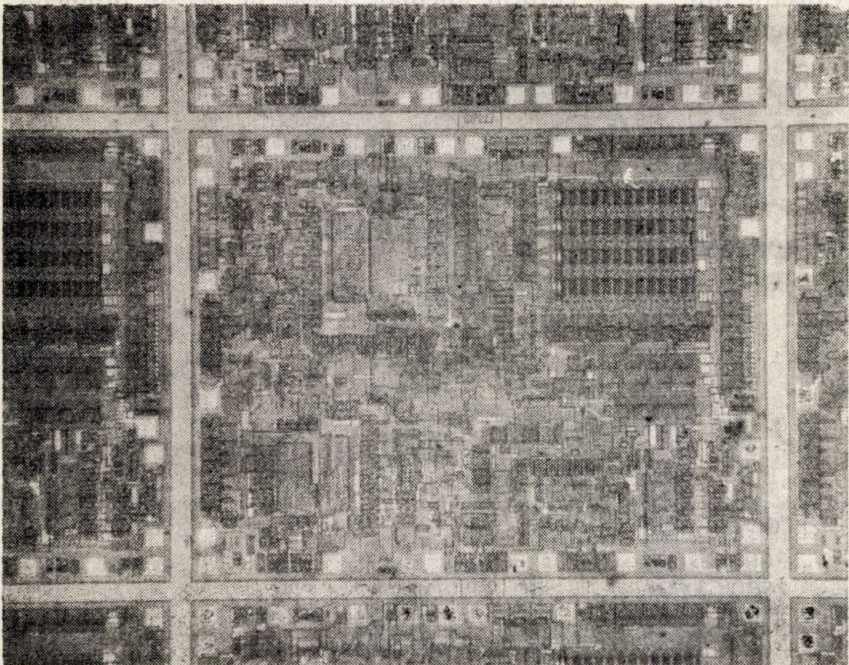
A intrat de asemenea în funcțiune cercetarea tehnologică și fabricația de circuite integrate MOS la Întreprinderea Microelectronica — București.

În figura 3 sint ilustrate câteva circuite realizate la Întreprinderea Microelectronica, circuite reprezentative pentru stadiul de dezvoltare tehnologică atins în prezent în țara noastră în domeniul MOS/LSI: (a) circuitul pentru telefon cu claviatură MMP 9100 (tehnologie PMOS—PF), (b) circuitul pentru ceas MMC 351 (tehnologie CMOS—CB), (c) circuitul pentru telefon MMC 760 (tehnologie CMOS — CL) și (d) memoria RAM statică de 1 kbit MMN 2102 (tehnologie NMOS — NS).

Pentru ilustrarea dinamicii dezvoltării tehnologiei MOS în țara noastră, figura 4 prezintă evoluția complexității tehnologice a circuitelor realizate prin efort propriu. Gradul de complexitate al unei tehnologii este măsurat printr-o cifră de merit („ct”), definită ca produsul între complexitatea circuitelor (componente/cip) și numărul de etape tehnologice de dificultate mare, care presupun echipamente și condiții speciale, precum și un efort deosebit pentru punere la punct și menținere în parametri.

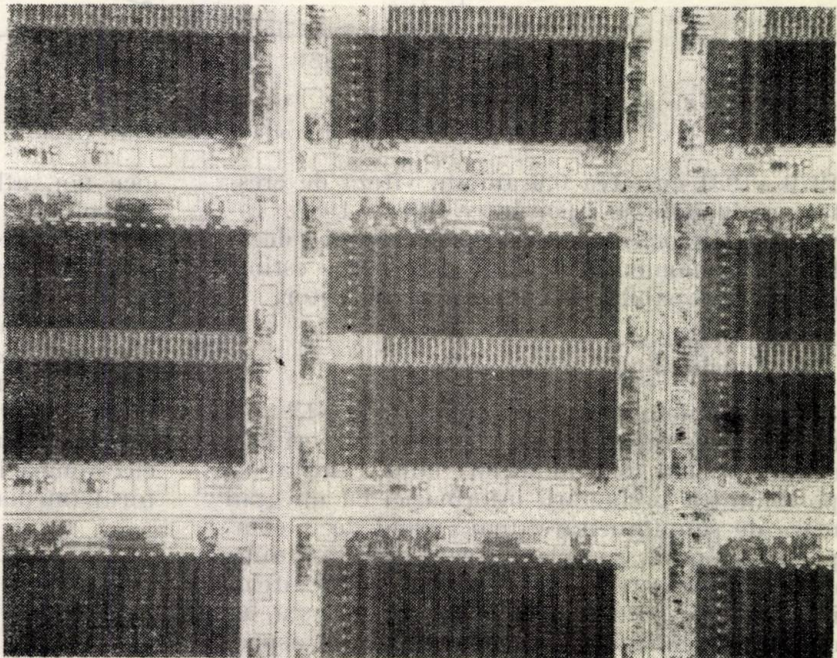
Nivelul de complexitate astfel definit este de aproximativ 1 500 unități pentru tehnologia PMOS standard cu prag înalt și oxid de câmp gros, realizată la ICCE până în 1981, 7200 unități pentru tehnologiile PMOS cu implantări de câmp și pentru controlul tensiunilor de prag, puse la punct pe linia pilot din ICCE, 15 000 unități pentru tehnologiile CMOS cu poartă de aluminiu, realizate la Microelectronica cu dotare parțială (denumită în figura 4 ME1), 40 000 unități pentru tehnologiile NMOS cu poartă de siliciu necesare fabricării memoriilor de 1 kbit statică și 4 kbiți dinamică și microprocesorului Z 80 tehnologii ce vor fi realizate la Microelectronica după completarea dotării (ME2) și circa 160 000 unități pentru tehnologiile NMOS necesare fabricării memoriilor de 4 kbiți statică și 16 kbiți dinamică și microprocesorului Z 8000, ce vor putea fi realizate după achiziționarea noilor echipamente și materiale necesare (ME3).

Figura 4 prezintă și valorile ratei de dezvoltare tehnologică în diferitele etape. Aceasta a fost de 200 unități/an în perioada „ICCE”, 2 500 unități/an în cadrul programului ICCE-Microelectronica și 7 800 unități/an între 1983–1984 la Microelectronica. Pentru atingerea obiectivelor de dezvoltare tehnologică amintite mai sus între 1984–1985 este necesară o rată de 25 000 unități/an, iar între 1985–1986, fantastica rată de dezvoltare de 96 000 unități/an, rată de câteva ori mai mare decât



c)

c) Circuit integrat MOS/LSI în tehnologie CMOS-CL pentru telefon (MMC 760)



d)

Fig. 3

d) Circuit integrat MOS/LSI în tehnologie cu canal H și poartă de siliciu. Memorie RAM statică de 1kbit.

cea realizată la timpul respectiv la firmele care au elaborat pentru prima dată tehnologiile și produsele menționate.

Decalajul tehnologic în domeniul microelectronicii, față de țările cele mai avansate din acest punct de vedere, a crescut în perioada

esențiale asupra progresului de până acum al microelectronicii. S-a încercat stabilirea principalelor probleme ce stau în fața integrării pe scară foarte mare și care vor trebui soluționate în viitorul imediat. Legat de aceste probleme, s-au prezentat câteva tehnici și procese tehnolo-

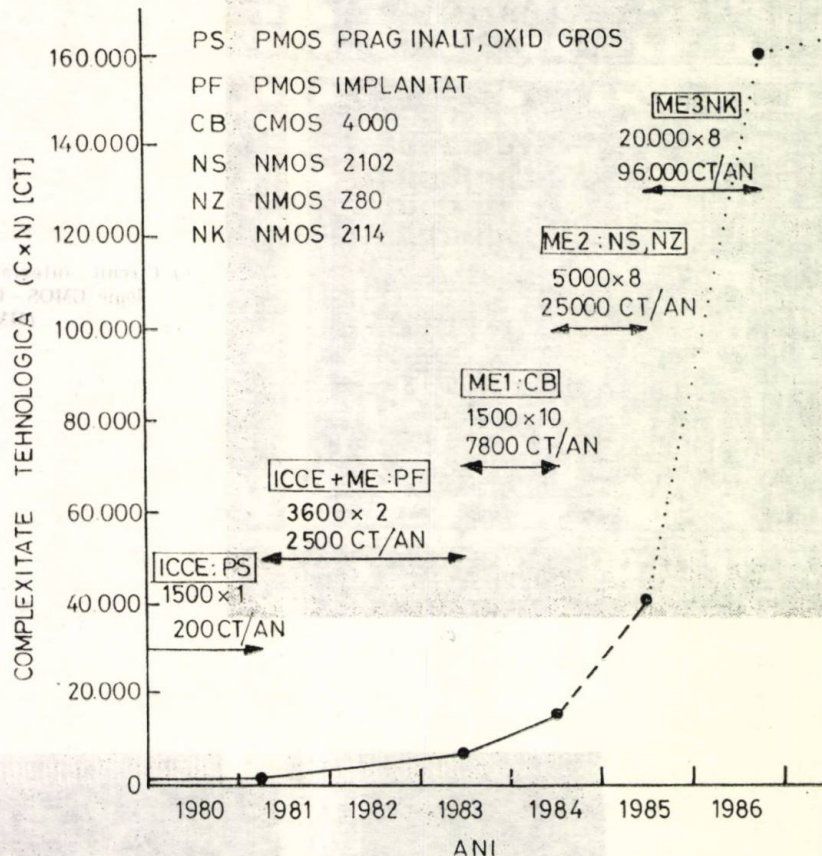


Fig. 4. — Dinamica dezvoltării tehnologiei CI MOS în țara noastră.

1970—1981 cu circa 0,6 ani/an, viteza de creștere reducându-se apoi între 1981—1983. Investiția Microelectronica a oprit creșterea decalajului în momentul de față și se poate estima că va fi capabilă să-l reducă și în viitor.

4. Concluzii

Pentru definirea termenului „VLSI” s-a optat în lucrarea de față pentru un criteriu calitativ, mai curind decit unul cantitativ: posibilitatea prelucrării informației cu un grad mare de simultaneitate, mai curind decit complexitatea pură. Complexitatea deosebită rămâne desigur o caracteristică principală a circuitelor integrate pe scară foarte mare. În această lucrare s-a încercat să se noteze câteva din aspectele care caracterizează evoluția tehnologiilor pentru circuite integrate pe scară mare și foarte mare. S-au expus componentele creșterii complexității circuitelor și tendințele acestora în viitor. Apoi, au fost trecute pe scurt în revistă procesele tehnologice care au avut impacturi

gice noi, aflate în prezent în diverse faze de dezvoltare, care se vor număra cu siguranță printre procesele componente ale tehnologiilor VLSI. Cu titlu ilustrativ, au fost amintite un număr de circuite, care prin complexitate și performanță prefigurează circuitele integrate pe scară foarte mare, de miine. În fine, s-a făcut o scurtă expunere asupra dezvoltării tehnologiilor pentru circuite integrate MOS și a progresului exponențial înregistrat de microelectronica în prezent și foarte probabil în viitorul imediat, în țara noastră.

Bibliografie

- [1] M. Drăgănescu. A doua revoluție industrială. Microelectronica, automatica, informatica-factori determinanți-București, Ed. tehnică, 1980.
- [2] A. Toffler. Al treilea val. București, Ed. politică, 1983.
- [3] C. Mead și L. Conway. Introduction to VLSI Systems. Ed. Addison Wesley, 1980.
- [4] R. Bărsan. Dispozitive și circuite integrate cu transfer de sarcină. București, Ed. tehnică, 1981.
- [5] R. Bărsan. Limite ale circuitelor MOS integrate pe scară foarte mare. Volumul „Microelectronica” Coord—M. Drăgănescu și D. Dascălu. București, Ed. Academiei, 1984.

C.Z. 621.317.7: 621.3.015

SISTEM AUTOMAT DE TESTARE
STABILIZATOR MONOLITIC

Sistem automat de testare a stabilizatorului monolitic ROB 305: (I) interfața de test

RADU TUBOȘĂ*, MIRCEA BODEA*, MIHAI VAIS**, MIHAELA ILIE**

Introducere

Interfața prezentată este destinată testării automate a stabilizatorului de tensiune, monolitic de uz general, ROB 305. Comanda interfeței de test se face cu ajutorul sistemului de instruire didactic SID 80 realizat de ICCE [1], pe structura microprocesorului 8080.

Interfața de test a fost concepută ca un sistem de tipul TRECE/NU TRECE. Operatorul are la dispoziție un singur buton cu ajutorul căruia inițializează interfața și comandă începerea seriei de teste. După primul test concludent, interfața semnalizează circuit bun sau defect. Rezultatele testelor sînt accesibile într-o zonă de memorie a sistemului SID 80.

Schema bloc [2], a interfeței de test este prezentată în figura 1.

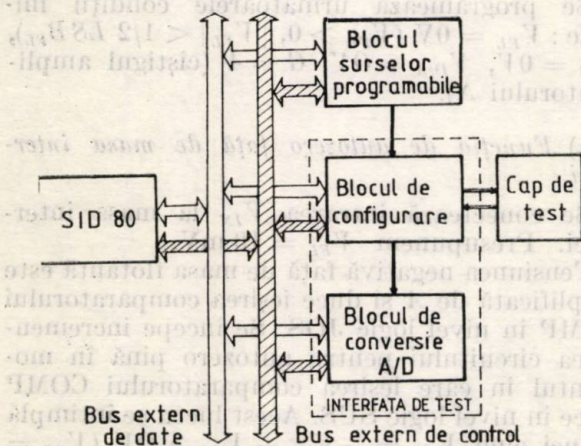


Fig. 1. Schema bloc a interfeței.

Interfața de test conține un bloc de configurare a circuitului testat, bloc care realizează conectarea buclelor de reacție necesare măsurării

parametrilor circuitului, conectarea surselor programabile, selectarea punctelor de măsură și un bloc de conversie A/D. Interfața mai conține un cap de test propriu stabilizatorului ROB 305 și un bloc al surselor programabile format dintr-o sursă programabilă în tensiune, utilizată la alimentarea circuitului și o sursă programabilă în curent pentru asigurarea testelor în sarcină.

Comunicația între sistemul SID 80 și interfața de test se face pe două căi de comunicație: un „bus” de date și un „bus” de control.

1. Probleme privind testarea stabilizatoarelor

Analizînd datele de catalog [2], ale stabilizatorului monolitic ROB 305 se constată că din punctul de vedere al blocului de conversie A/D (fig. 1) testele cele mai dificile — sînt cele referitoare la stabilizările de sarcină și de intrare.

Spre exemplu, deoarece, stabilizarea de sarcină, $K_L = (\Delta V_0/V_0)V_i = \text{const}$, ΔI_L , are valorile $K_{L,MAX} = 0,05\%$, $K_{L,TIP} = 0,02\%$ pentru o tensiune de ieșire $V_0 = 30$ V (cazul cel mai dezavantajos), variațiile tensiunii de ieșire sînt $\Delta V_{0,MAX} = 15$ mV și $\Delta V_{0,TIP} = 6$ mV. Nivelul tensiunii de ieșire V_0 depinde de tensiunea de referință V_{SF} ($V_{SF,TIP} = 1,7$ V) asigurată de producător în domeniul 1,63 ... 1,83 V. Pentru un factor de reacție calculat pentru $V_0 = 30$ V și $V_{SF,TIP}$, dispersia tensiunii de referință conduce la o tensiune de ieșire de valoarea $V_0 = 30 \text{ V} \pm 2 \text{ V}$. Problema constă deci, în realizarea conversiei A/D a unor variații de tensiune tipice $\Delta V_{0,TIP} = 6$ mV pe nivele de tensiune $V_0 = 30$ V cunoscute cu o precizie de $\pm 2 \text{ V}$.

Acceptîndu-se la limită pentru conversia A/D a variației ΔV_0 o eroare de cuantificare de 10% ($1 \text{ LSB} = 0,6$ mV), soluția directă de implementare a interfeței ar necesita un convertor A/D cu o precizie mai bună de 0,6 mV, pentru

* Institutul politehnic București, Facultatea de electronică și telecomunicații.

** Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

V_{FS} (toți biții setați) = 32 V. Rezoluția ar fi $n = \log(32/0,6 \cdot 10^{-3})/\log 2 = 16$ biți. Rezultă că implementarea directă a blocului de conversie din figura 1, implică utilizarea unui convertor de cel puțin 16 biți, soluție evident nerealistă.

2. Ideea schemei

Interfața descrisă în lucrarea de față, elimină necesitatea utilizării unui convertor A/D de 16 biți care se înlocuiește cu 3 convertoare D/A de 8 biți β DAC-08, [3].

Schema bloc a circuitului de conversie A/D este prezentată în figura 2.

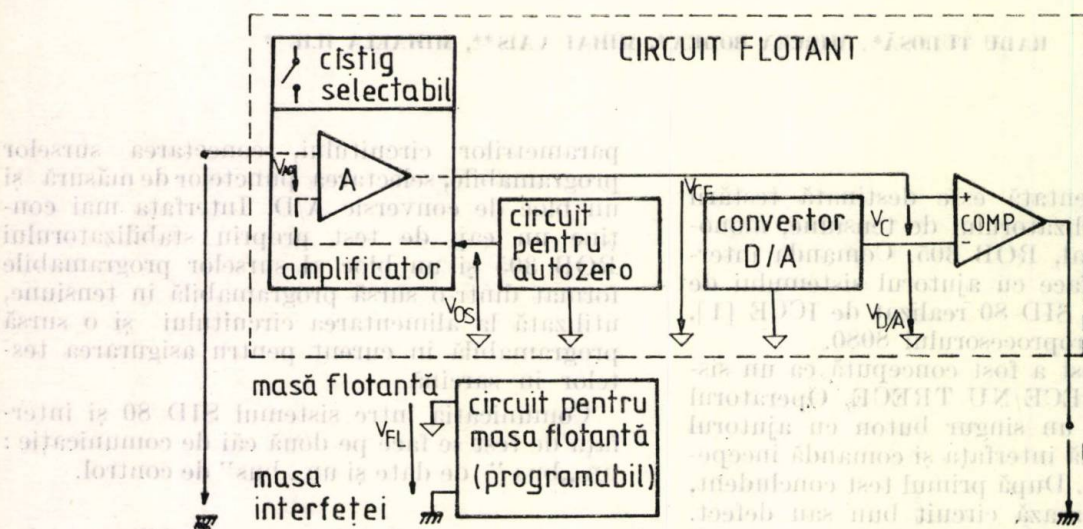


Fig. 2. Schema bloc a circuitului de conversie A/D.

Circuitul de conversie A/D este compus dintr-un circuit pentru masă flotantă cu ajutorul căruia se poate programa nivelul masei flotante $V_{FL} = 0 \dots 32$ V cu o precizie $1LSB_{FL} = 125$ mV, un amplificator cu câștig selectabil prin software, un circuit pentru autozero cu ajutorul căruia se poate decala intrarea amplificatorului față de masa flotantă cu o tensiune V_{OS} programabilă cu precizia $1LSB_{OS} = 0,6$ mV, un convertor D/A cu ajutorul căruia se pot programa între intrarea (+) a comparatorului și nivelul masei flotante tensiuni $V_{D/A} = 0 \dots 10$ V cu o precizie de $1LSB_{D/A} = 40$ mV și un comparator COMP cu ieșirea FLG.

Ideea de bază a schemei constă în folosirea masei flotante al cărei nivel poate fi adus la nivelul necunoscut al tensiunii de ieșire a stabilizatorului testat (Ex.: $V_0 = 30V \pm 2V$) într-o primă etapă cu o precizie de $1LSB_{FL} = 125$ mV, iar într-o a doua etapă cu o precizie de $1LSB_{OS} = 0,6$ mV. Schimbând condițiile de funcționare ale stabilizatorului variația de tensiune $V_0 = 6$ mV $\pm 1/2LSB_{OS}$ poate fi amplificată corespunzător cu ajutorul amplificato-

rului A și convertită digital, prin incrementare, cu ajutorul convertorului D/A.

Pentru o mai bună înțelegere a funcționării vom exemplifica cu testul pentru măsurarea referinței și testul pentru măsurarea stabilizării de sarcină în cazul stabilizatorului ROB 305.

Exemplul 1. Testul tensiunii de referință

Interfața urmează să măsoare [3], o tensiune $V_{SF} = 1,63 \dots 1,83$ V față de masa interfeței.

Vom presupune că stabilizatorul testat are o tensiune de referință $V_{SF} = 1,75$ V.

Se programează următoarele condiții inițiale: $V_{FL} = 0$ V ($V_{FL} > 0$, $|V_{FL}| < 1/2LSB_{FL}$), $V_{OS} = 0$ V, $V_{D/A} = 0$ V, $G = 4$ (câștigul amplificatorului A).

a) Funcția de autozero față de masa interfeței

Se conectează intrarea V_{IN} la masa interfeței. Presupunem $V_{FL} = 10$ mV.

Tensiunea negativă față de masa flotantă este amplificată de A și duce ieșirea comparatorului COMP în nivel logic JOS. Se începe incrementarea circuitului pentru autozero pînă în momentul în care ieșirea comparatorului COMP trece în nivel logic SUS. Acest lucru se întâmplă atunci cînd $V_{AO} = -V_{FL} + V_{OS} \geq 0$ V ($V_{OS} = n \cdot 1LSB_{OS} = 17 \cdot 0,6 = 10,2$ mV). În acest moment s-a eliminat decalajul dintre masa interfeței și masa flotantă cu o precizie de $1LSB_{OS} = 0,6$ mV.

b) Conversia propriu-zisă

Se aplică la intrarea V_{IN} tensiunea de referință $V_{SF} = 1,75$ V, necunoscută. Tensiunea pozitivă V_{SF} duce la ieșirea comparatorului

în nivel logic SUS. Se începe incrementarea convertorului D/A . În momentul în care $V_{D/A} = 176 \cdot 1\text{LSB}_{D/A} = 7,04 \text{ V}$, $V_{IN} \cdot G = 4 \cdot 1,75 = 7\text{V}$, $V_C = V_{IN} - V_{D/A} < 0$ și ieșirea comparatorului trece în nivel logic JOS. Numărul 176 reprezintă expresia numerică a tensiunii analogice V_{SF} , cu o precizie de 10 mV ($1\text{LSB}_{D/A}/G = 40 \text{ mV}/4 = 10 \text{ mV}$).

Exemplul 2. Testul stabilizării de intrare

Interfața urmează să măsoare [3], o variație necunoscută de tensiune $\Delta V_0 = 6 \dots 15 \text{ mV}$ pe un nivel necunoscut de tensiune $V_0 = 30 \text{ V} \pm 2 \text{ V}$.

Se presupune că stabilizatorul testat are $V_0 = 29 \text{ V}$ și $\Delta V_0 = 7 \text{ mV}$.

Se programează următoarele condiții inițiale pentru interfață: $V_{FL} = 0V$, $V_{OS} = 0V$, $V_{D/A} = 0V$, $G = 100$ (cîștigul amplificatorului A).

a) Funcția de așezare grosieră a nivelului masei flotante la nivelul tensiunii de ieșire a stabilizatorului testat, V_0

Se aplică pe intrarea V_{IN} tensiunea V_o pozitivă care determină trecerea comparatorului COMP în starea logică SUS. Se începe incrementarea circuitului pentru masă flotantă. În momentul în care $V_{FL} = 232 \cdot 1LSB_{FL} = 29,125$ V, tensiunea $V_{AO} = V_I - V_{FL} = -125$ mV devine negativă, fapt care determină trecerea comparatorului în nivelul logic JOS și oprirea incrementării.

Numărul 232 reprezintă expresia numerică a tensiunii analogice V_o cu $1LSB_{FL} = 125 \text{ mV}$.

b) Funcția de aducere fină a nivelului masei flotante la nivelul tensiunii de ieșire, V_o , a stabilizatorului testat

Se continuă testul începînd incrementarea circuitului pentru autozero (tensiunea V_{AO}

este negativă) $V_{AO} = V_{IN} - V_{FL} + V_{OS} < 0$ până în momentul în care tensiunea V_{AO} devine pozitivă: $V_{AO} = A_{AO}^* > 0$ ($V_{AO}^* = -125 + n \cdot 115 B_{OS} = -125 + 209 \cdot 0,6 = +0,4$ mV).

Momentul în care se încetează încrimentarea este sesizat de trecerea ieșirii comparatorului ($V_{AQ} > 0$) în nivel logic SUS.

c) Conversia analog-digitală a variației ΔV_0

Se schimbă condițiile inițiale ale stabilizatorului testat astfel încît $V'_o = V_o + \Delta V_o > V_o$. Variația de tensiune $V'_o - V_{FL} + V_{OS} = \Delta V_o + V_o - V_{FL} + V_{OS} \simeq 7 + 0,4 = 7,4$ mV este amplificată de A și se aplică $V_{CF} = G \cdot 7,4 = 740$ mV ($V_{D/A} = 0$) la intrarea comparatorului. Ieșirea comparatorului rămâne în starea logică SUS ($V_C = V_{CF} - V_{D/A} > 0$). Se începe incrementarea convertorului A/D . În momentul în care tensiunea V_C devine negativă $V_C = V_{CF} - n \cdot 1LSB_{D/A} = 740 - 19 \cdot 40 = -20$ mV, ieșirea comparatorului trece în starea logică JOS și se încetează incrementarea. Numărul 19 reprezintă expresia numerică a variației ($\Delta V_o + V_{A0}$) cu o precizie de 0,4 mV ($1LSB_{D/A}/G = 40$ mV/100).

Celelalte teste se pot face aplicând procedee asemănătoare celor prezentate în exemplele 1 și 2.

3. Circuitul de masă flotantă

Circuitul de masă flotantă permite programarea unor nivele ale masei flotante cu valori cuprinse între 0 ... 32V cu o precizie de digitalizare de $1LSB_{FL} = 32V/2^8 = 125\text{ mV}$.

Schema simplificată a circuitului este prezentată în figura 3.

Circuitul este format dintr-o referință programabilă de curent de 8 biți (realizată cu β DAC-08)

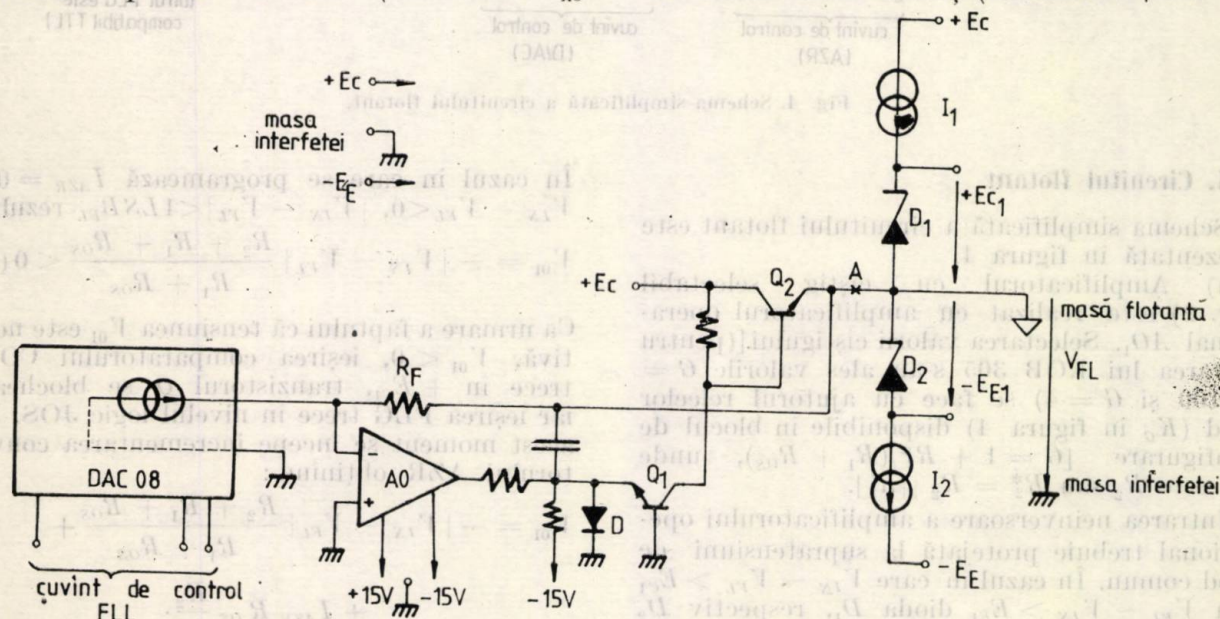


Fig. 3. Schema simplificată a circuitului pentru masa flotantă.

conectată la intrarea amplificatorului curent — tensiune realizat cu AO , Q_1 și Q_2 . Tranzistorul Q_1 permite mărirea nivelului tensiunilor de ieșire pînă la $V_{FLMAX} = +32$ V. Dioda D protejează joncțiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1 la tensiuni $U_{BE} < 0$. Tensiunile E_{C1} și E_{E1} sînt folosite pentru alimentarea circuitului flotant. Curentul I_2 se impune mai mare decît I_1 pentru a nu bloca tranzistorul Q_1 . Amplificatorul (AO , Q_1 , Q_2) trebuie să aibă o viteză de urmărire mare și un timp de stabilire mic astfel încît în momentul testării bitului FLG , tensiunea V_{FL} să ia o valoare cît mai apropiată de cea de regim permanent. De asemenea, cîștigul pe buclă al amplificatorului (AO , Q_1 , Q_2) trebuie să fie suficient de mare pentru a evita variații semnificative ale tensiunii V_{FL} ($\Delta V_{FL} \leq 1$ mV) datorate comutărilor din circuitul flotant.

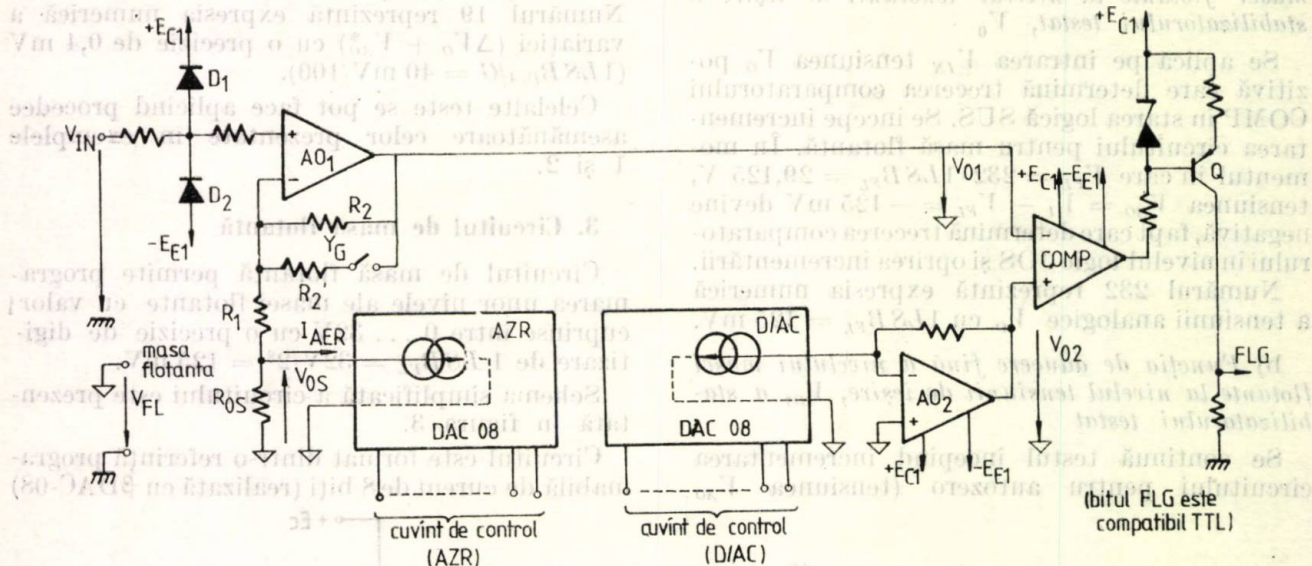


Fig. 4. Schema simplificată a circuitului flotant.

4. Circuitul flotant

Schema simplificată a circuitului flotant este prezentată în figura 4.

a) Amplificatorul cu cîștig selectabil (fig. 2) este realizat cu amplificatorul operațional AO_1 . Selectarea valorii cîștigului [(pentru testarea lui ROB 305 s-au ales valorile $G = 100$ și $G = 4$) se face cu ajutorul releelor reed (K_C în figura 4) disponibile în blocul de configurare [$G = 1 + R_2^*/(R_1 + R_{OS})$, unde R_2^* este R_2 sau $R_2^* = R_2 || R_2'$].

Intrarea neînversoare a amplificatorului operațional trebuie protejată la supratensiuni de mod comun. În cazul în care $V_{IN} - V_{FL} > E_{C1}$ sau $V_{FL} - V_{IN} > E_{E1}$ dioda D_1 , respectiv D_2 se deschide aplicînd la intrarea amplificatorului

față de masa flotantă o tensiune mai mică decît $E_{C1} + U_{D1}$, respectiv $E_{E1} + U_{D2}$.

b) Circuitul pentru autozero este format din convertorul AZR, rezistența R_{OS} și comparatorul COMP. Circuitul poate elimina decalajul între tensiunea V_{FL} și V_{IN} în cazul în care $V_{IN} - V_{FL} < 0$ și $|V_{IN} - V_{FL}| \leq 1LSN_{FL} = 125$ mV. Precizia cu care se elimină acest decalaj este de $1LSB_{OS} = 1LSB_{FL}/2^8 = 0,6$ mV.

Programînd tensiunea $V_{02} = 0$ V, tensiunea aplicată la intrarea comparatorului COMP față de masa flotantă este V_{01} .

Presupunînd amplificatorul AO_1 ideal (fără tensiune de decalaj la intrare) și $V_{IN} - V_{FL} = 0$ V se obține:

$$V_{01} = I_{AZR} R_{OS} \frac{R_2}{R_1} > 0 \text{ cu } R_{OS} \ll R_1. \quad (1)$$

În cazul în care se programează $I_{AZR} = 0$ și $V_{IN} - V_{FL} < 0$, $|V_{IN} - V_{FL}| < 1LSB_{FL}$ rezultă:

$$V_{01} = -|V_{IN} - V_{FL}| \frac{R_2 + R_1 + R_{OS}}{R_1 + R_{OS}} < 0 \quad (2).$$

Ca urmare a faptului că tensiunea V_{01} este negativă, $V_{01} < 0$, ieșirea comparatorului COMP trece în $+E_{C1}$, tranzistorul Q se blochează, iar ieșirea FLG trece în nivelul logic JOS. Din acest moment se începe incrementarea convertorului AZR obținînd:

$$V_{01} = -|V_{IN} - V_{FL}| \frac{R_2 + R_1 + R_{OS}}{R_1 + R_{OS}} + I_{AZR} R_{OS} \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Incrementarea continuă pînă în momentul în care $V_{01} > 0$, situație care corespunde eliminării decalajului între V_{IN} și V_{FL} cu o precizie $1LSB_{AZR} = 1LSB(I_{AZR})$; $R_{OS} = 0,6$ mV.

Această trecere de la $V_{01} < 0$ la $V_{01} > 0$ este semnalizată de trecerea ieșirii FLG în nivelul logic SUS ($V_{01} > 0$ duce la ieșirea comparatorului COMP în $-E_{E1}$ se deschide tranzistorul Q , ieșirea FLG trece în nivelul SUS).

c) Conversia unei variații pozitive de tensiune față de nivelul masei flotante (vezi exemplul 2) se poate face cu ajutorul convertorului A/D prin incrementare format din convertorul digital analog D/AC , amplificatorul AO_2 și comparatorul COMP. Aplicînd la intrare V_{IN} o tensiune V'_{IN} astfel încît $V'_{IN} - V_{FL} > 0$ și $(V'_{IN} - V_{FL}) \cdot G_{A01} < 10$ V, se poate converti această variație ($V'_{IN} - V_{FL}$) cu o eroare de digitizare $1LSB_{D/A}^* = 1LSB_{D/A}/G_{A01} = (10V/2^8)/G_{A01} = 40$ mV/ G_{A01} . Pentru $V_{02} = 0$ V, tensiunea $V_{01} - V_{02} > 0$ duce ieșirea comparatorului COMP în $-E_{E1}$, tranzistorul Q_1 este deschis, iar semnalul FLG are nivel logic SUS. Conversia A/D se face incrementînd convertorul D/AC pînă în momentul în

care $V_{01} - V_{02} < 0$, moment semnalizat prin trecerea semnalului FLG în nivel logic JOS.

d) Comanda convertoarelor D/AC și AZR se face cu semnale logice TTL față de masa interfeței (fig. 5). Transmiterea cuvintelor de comandă se face în curent cu ajutorul tranzistoarelor (Q). Dioda D protejează intrarea digitală a convertorului la tensiuni negative față de masa flotantă.

5. Blocul de configurare

Blocul de configurare (fig. 1) realizează conectarea buclelor de reacție specifice stabilizatorului [3], (pentru testarea lui ROB 305 sînt necesare 3 bucle de reacție), selectarea punctului de test, conectarea surselor programabile, selectarea cîștigului amplificatorului flotant (fig. 4). În figura 6 este prezentat blocul de configurare împreună cu capul de test pentru stabilizatorul ROB 305.

Comutările din blocul de configurare se realizează cu relee reed. Datele de comandă a releelor reed sînt încărcate în două registre tampon de cîte 8 biți fiecare care stochează cuvintele CONF și INTC, corespunzînd releelor din figura 6 astfel :

$$CONF = K_{SL}, K_G, K_{F1}, K_{F2};$$

$$INTC = K_{IN}, K_{01}, K_{02}, K_B, K_E, K_L.$$

Este de remarcă modul în care se măsoară curentul de mers în gol al stabilizatorului testat. Tensiunea la ieșirea stabilizatorului (fig. 6,

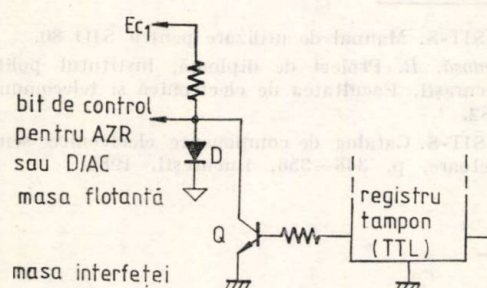


Fig. 5. Comanda circuitului flotant.

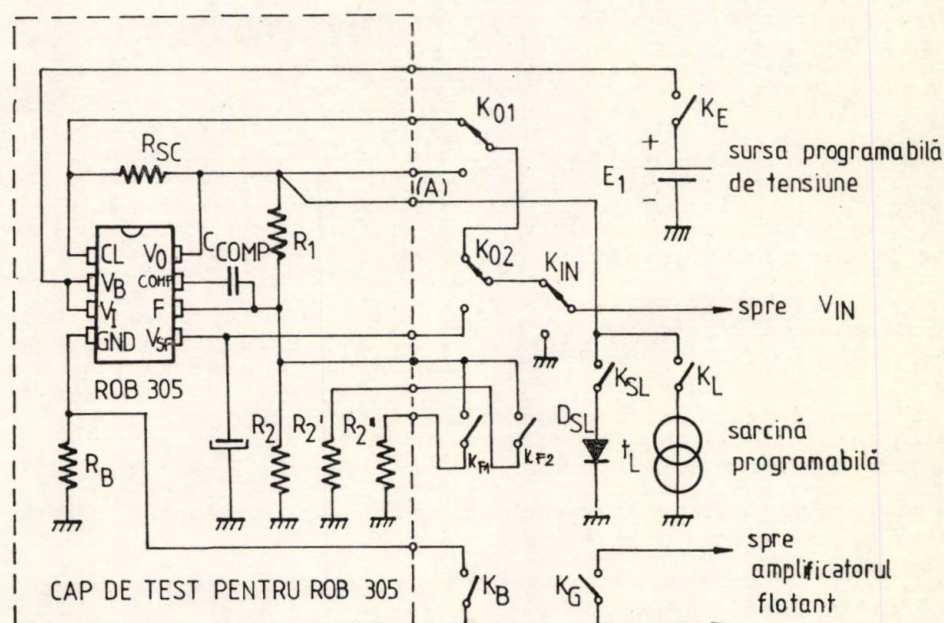


Fig. 6. Blocul de configurare și capul de test pentru ROB 305.

punctul A) cu rezistența R_B scurtcircuitată de releul K_B este :

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_o} V_{SF},$$

(V_{SF} =tensiunea de referință a stabilizatorului).
Inseriind rezistența R_B cu referința stabilizatorului se obține o nouă referință cu valoarea :

$$V_{SE}^* = V_{SE} + R_B I_B,$$

unde I_B este curentul de mers în gol. Tensiunea de ieșire are expresia :

$$V_O^* = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{SF}^* = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (V_{SF} + R_B I_B) = \\ = V_0 + I_B R_B \frac{R_1 + R_2}{R_2},$$

$$V_0^* - V_0 = I_B R_B \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

Măsurind variația $V_o^* - V_o$ cu un algoritm asemănător celui prezentat în exemplul 2 se obține echivalentul digital al curentului de mers în gol I_B .

Dioda D_{SL} servește la scurtcircuitarea ieșirii stabilizatorului la măsurarea tensiunii de sesi-zare a limitării la sarcină.

6. Posibilități de dezvoltare ale interfeței

Interfața de test poate fi dezvoltată și pentru testarea altor stabilizatoare, prin introducerea unor circuite de selecție a ciștigului amplificatorului flotant, pentru o rezoluție convenabilă. Pentru testarea unor stabilizatoare de tensiune negativă sau duale se poate introduce la intrarea blocului de conversie un amplificator în montaj inversor care să permită obținerea unor tensiuni de $\pm 32V$ la ieșire.

7. Concluzii

Interfața de test constituie, în esență, un voltmetru electronic specializat pentru măsurarea unor variații mici de tensiune de ordinul 10 mV față de un nivel de tensiune continuă astfel în gama de 0 ... 32V cu o rezoluție de 0,4 mV. Metoda de implementare evită folosirea unui convertor de 16 biți prin utilizarea a 3 convertoare de 8 biți β DAC — 08 produs de Intreprinderea de piese radio și semiconductoare Băneasa — București.

Bibliografie

- [1] CCSIT-S. Manual de utilizare pentru SID 80.
- [2] Tudosă, R. Proiect de diplomă, Institutul politehnic București, Facultatea de electronică și telecomunicații, 1982.
- [3] CCSIT-S. Catalog de componente electronice semiconductoare, p. 348—356, București, 1980.

Cronică

Întreprinderea de piese radio și semiconductoare

„Secția 2500“

Tranzistoare și diode cu siliciu

10 Ani de la înființare

În decembrie 1984 „Secția 2 500“ împlinește 10 ani de la înființare. Secția a fost demarată pe osatura unei licențe cu firma ITT — Intermetall din R.F.G., licență completă — structuri, montaj, chimie, triere — pentru diode varicap și de comutare (3 tipuri) și parțială — montaj, chimie, triere — pentru tranzistoare în plastic: capsulă TO—92 fire și SOT-32 (6 tipuri). Ca personal tehnic — ingineresc, o echipă de la CCSITS s-a specializat la furnizor și apoi s-a transferat parțial la IPRS-Băneasa, fiind completată cu personal propriu.

Pentru linia de diode planar-epitaxiale în capsulă de sticlă DO—35 s-au realizat o multitudine de îmbunătățiri tehnologice:

- măsurarea automată a grosimii stratului epitaxial;
- eliminarea difuziei din pulbere de siliciu și înlocuirea ei cu implantare ionică;
- schimbarea rețetelor de spălare în acizi;
- înlocuirea deglazurării prin oxidare termică cu procedeul de anodizare și eliminarea unei măști;
- corecții de difuzie pe plachete cu sticlă de bor;
- îndepărtarea urmelor de fotorezist în plasmă;
- înlocuirea subțierii prin rodare cu procedeul grinding;
- înlocuirea rețetelor de corodare Ti-Ag pentru creșterea aderenței contactelor;
- depunerea Ti—Ag cu tun electronic;
- depunerea electrochimică a Ag la temperatura ambiantă, agitarea soluției, modificarea anozilor;
- recuperarea Ag din soluții uzate;
- decuparea structurilor cu disc diamantat;
- verificarea împerecherii pe sortatorul Jumbo realizat la CCSITS;
- stanarea pe rețetă Culmo.

Concomitent, prin efort propriu, gama de produse s-a diversificat substanțial și s-au dezvoltat capacități de producție mari: cca. 23 milioane bucăți pe an, față de cele 10 milioane inițiale.

Diversificarea gamei de fabricație a diodelor prin efort propriu se prezintă astfel:

- diode de comutație rapidă — 10 milioane/an, realizate pe plachete de 3 inches;
 - diode Zener 0,5 W în tehnologie epitaxial-planară — 5 milioane/an;
 - diode Zener 1,3W în tehnologie epitaxial-planară și capsulă DO—41 — 1 milion/an;
 - diode cu avalanșă controlată — 0,5 milioane/an;
 - diode picoamperice — 0,1 milion/an;
 - diode varicap cu plajă mare de capacitate pentru înlocuirea condensatoarelor variabile, în capsulă MP 48 — 0,2 milioane/an;
 - diode termocompensate integrate — 1 milion/an;
 - diode termocompensate — 0,1 milioane/an.
- Reprezintă realizări de marcă, tehnologiile proprii pentru diode de comutație, Zener, picoamperice și termocompensate integrate monolitice.

Efortul de progres tehnologic, ajutat și de dezvoltarea capacităților de producție a fost secondat îndeaproape de preocuparea pentru creșterea randamentelor (cele globale au crescut de peste două ori față de licență), așa cum rezultă din exemplele următoare:

Dispozitiv	Creștere randamente (%)		
	Structuri	Montaj-triere	Total
BB 139	4,6	20	5
BB 125	11,1	10	6,62
BA 243,4	11,2	16,9	11,3

Aceste cifre, pentru ultima coloană, reprezintă produsul creșterilor de randamente, la cca. 80 de operații tehnologice distincte. Creșterile de randamente s-au obținut în condițiile reducerii importurilor și integrării în țară a materialelor.

Merită să rețină atenția creșterea capacităților de triere cu ajutorul echipamentelor de triere automate, produse la CCSITS:

- echipament automat cu microprocesor de preselecție diode varicap;
- echipament automat cu calculator pentru împerechere fină diode varicap;
- echipament automat cu calculator pentru verificarea împerecherii fine;
- echipament automat de sortare diode varicap;

— echipament automat de sortare diode de comutare;

— echipament automat de sortare diode de comutație.

Pentru sectorul de tranzistoare, un rezultat remarcabil l-a constituit eliminarea importului de structuri, integrarea fabricării lor în I.P.R.S. — Băneasa și diversificarea gamei produse prin efort și tehnologii proprii. Familiile de noi tranzistoare asimilate sînt:

În capsulă TO-92 fire

- BC 413,4 — zgomot redus
- BC 415,6 — zgomot redus
- BF 506 — PNP de înaltă frecvență
- BF 509 — PNP de înaltă frecvență
- BF 914 — PNP de înaltă frecvență
- BF 254,5 — NPN de înaltă frecvență
- BF 245 — tranzistoare cu efect de cîmp
- BF 256 — tranzistoare cu efect de cîmp
- BF 247 — tranzistoare cu efect de cîmp

În capsulă TO-92 — grile

- BC 327,8 — tranzistoare de 630 mW
- BC 337,8 — tranzistoare de 630 mW
- BF 297,9 — tranzistoare de înaltă tensiune
- BF 420,422 — tranzistoare de înaltă tensiune
- BF 421, 423 — tranzistoare de înaltă tensiune
- BC 516 — Darlington
- BC 517 — Darlington

În capsulă SOT-32

- BD 233-7 — epibază 25 W
- BD 234-8 — epibază 25 W
- BD 433-441 — epibază 36 W
- BD 434-442 — epibază 36 W
- BD 675-681 — Darlington
- ND 676-682 — Darlington
- BF 469-471 — tranzistoare de înaltă tensiune
- BF 470-472 — tranzistoare de înaltă tensiune

În capsulă metalică TO-18

- 2N 2220-2222 — NPN de comutație
- 2N 2368-2369 — NPN de comutație rapidă
- 2N 2906-2907 — PNP de comutație
- FT 201-202 — fotodarlington
- 2N 2646-2647 — tranzistor unijonțiune

În capsulă metalică TO-72

- BF 180-200 — NPN de înaltă frecvență
- BF 272 A — PNP de înaltă frecvență

- BF 316 A — PNP de înaltă frecvență
- BFY90, BFX89, — NPN de foarte înaltă frecvență
- 2N 4957-4958 — PNP de foarte înaltă frecvență

În capsulă metalică TO-39

- 2N 1613-1711 — NPN de comutație
- 2N 2217-2219 — NPN de comutație
- 2N 2890-2891 — de comutație și curenți mari
- BSX 12 — NPN de comutație rapidă
- BSX 45-47 — NPN de comutație
- 2N 2904-2905 — PNP de comutație
- BSV 15-17 — PNP de comutație

În capsulă metalică F 22

- BUR 606-608 — deflexie TV
- BUR 606D-608D — deflexie TV
- BU 806F-807F — deflexie TV
- TD 643-649 — Darlington NPN epibază
- TD 644-650 — Darlington PNP epibază

În capsulă metalică TO-3

- BU 606-608 — deflexie TV
- BU 606D-608D — deflexie TV
- 2N 5871-5872 — PNP epibază, complementar cu 2N 3055
- SDM 4001-4016 — Darlington NPN 117 W hometaxial
- BU 326, 526 — putere, comutație, înaltă tensiune
- 2N 6653-6655 — putere, comutație, înaltă tensiune
- BUX 80-83 — putere, comutație, înaltă tensiune.

S-au realizat 16 familii noi în capsula TO-92, dintre care se remarcă tranzistoarele PNP de înaltă frecvență și 8 familii noi în capsula SOT-32, care epuizează spectrul tehnologiei epibază.

În capsulele metalice TO-18, TO-72 și TO-39 s-au asimilat 5 noi familii la primele două și 7 la ultima, accentul punindu-se pe tranzistoarele de comutație și de înaltă frecvență. În domeniul tranzistoarelor de putere (5 familii noi în capsula F 22 și 7 în TO-3) asimilările sînt orientate spre domeniul tensiunilor înalte și comutație rapide. Se subliniază încă o dată că toate aceste tehnologii sînt proprii, unele fiind protejate de brevete de invenție.

Inovația tehnologică nu s-a concentrat numai în sectorul de structuri, ci a avut rezultate notabile și în linia de chimie — procesul de aurire localizată și în atelierul de montaj — încapsularea pe grile TO-92, lipirea structurilor cu rășini epoxidice și cu aliaje moi.

În aceleași condiții de lucru din punct de vedere al materialelor și al reducerii importurilor de echipamente vest, creșterile de randamente globale față de nivelul ITT-Intermetall din anul 1974 sint pînă la maximum 9 %.

Dispozitiv	Creștere de randament %	Capsulă	Observații
BC 170—174	1,2	TO-92	ITT-montaj automat, IPRS-BĂNEASA—montaj semi-automat
BC 250—256	3,8	TO-92	" "
BF 198	8,9	TO-92	" "
BF 199	3,1	TO-92	" "
BD 135—137	6,2	SOT-32	" "
BD 136—140	6	SOT-32	" "

Sinteza care urmează este o ilustrare globală a gamei de tranzistoare și diode, produse în Secția 2500, în comparație cu fabricație similară din R.D.G. — Neuhaus:

Tipul	Nr. fa-milii RDG	Nr. fa-milii IPRS	Nr. fa-milii identice
Tranzistoare mică putere plastic	9	22	5
Tranzistoare mică putere metal	2	17	2
Tranzistoare medie putere plastic	3	11	3
Tranzistoare medie putere metal	3	8	3
Tranzistoare putere	—	11	—
Tranzistoare mare putere	6	21	4
Diode	6	14	4
Componente speciale	—	5	—
TOTAL	29	109	21

Această comparație poate fi mai profund înțeleasă dacă se iau în considerație următoarele aspecte:

1. În domeniul tranzistoarelor există un decalaj net de tehnologie, performanțe, aplicații (diversificare), competitivitate tehnică, complexitate și actualitate în favoarea întreprinderii de piese radio și semiconductoare — Băneasa.

2. Decalajul de proiectare și tehnologie față de nivelul mondial este de max. 1—2 ani.

3. Acest decalaj tehnologic se va putea reduce prin asigurarea în continuare a cadrelor tehnice necesare.

4. Decalajul în echipamente pentru implementarea tehnologiilor care condiționează productivitatea și prețul de cost este mai mare.

5. Tehnologiile elaborate pentru tranzistoare pot satisface practic toate aplicațiile dar acest avantaj se va putea fructifica numai prin creșterea capacităților de producție și de personal tehnico-ingenieresc.

Colectivul tehnic al secției, prin îmbunătățirea cunoștințelor teoretice, în condițiile lipsei unui fond de documentare acceptabil, prin acumularea de experiență de proiectare și fabricație s-a concentrat asupra creării de noi tehnologii și procese tehnologice. Pentru cincinalul 1981—85 exemplele notabile sint:

— Epibază	1981—85
— Dispozitive de microunde	1982—85*
— Circuite integrate stabilizatoare	1982—85
— Celule solare și dispozitive opto-electronice	1982—85*
— Componente speciale	1982—85*
— Hometaxială	1982—85*
— Multiepitaxial mesa	1983—85*
— Triplă difuzie	1983—85
— Planar epitaxială pentru înaltă tensiune	1983—85*
— D-MOS pentru tranzistoare de putere	1984—85*
— Aurire localizată ambaze	1983
— Montaj cu rășini conductoare	1983—84
— Montaj cu aliaje moi	1983—84

* Se continuă dezvoltarea tehnologică după 1985.

Prin astfel de noi procese tehnologice și tehnologii s-au economisit importante fonduri valutare, asigurind beneficiarii cu o gamă de produse din domenii foarte variate: tranzistoare de înaltă frecvență, tranzistoare de putere, comutație și înaltă tensiune (5 tehnologii distincte), celule solare, dispozitive de microunde, etc. În unele din aceste domenii am avut colaborări fructuoase cu IPB și cu colective din CCSITS. Tot la CCSITS s-au produs măștile pe gelatină și crom necesare procesării plachetelor de 2 și 3 inches pentru producție și plan tehnic.

În domeniul reducerii consumurilor de materiale și a costurilor pe baza unor noi procese tehnologice o exemplificare este eficiența auririi localizate, care numai între anii 1981—1983 a condus la economisirea unei importante cantități de aur.

Cele 31 cadre cu studii superioare din colectivul secției au realizat numai între 1980—84: 7 invenții brevetate, 4 cereri de invenție și 15 inovații, unele în sectoare în care firme repute investesc multe milioane de dolari pentru proiectare-dezvoltare (ex.: tranzistoare de pu-

tere de comutație și de înaltă tensiune), dintre care, enumerăm :

- 71 366 — Procedeu pentru realizarea diodelor semiconductoare cu radiator integral — M. Brezeanu, N. Marin
- 76 461 — Procedeu pentru obținerea diodelor semiconductoare pentru microunde — N. Marin
- 104 697 — Procedeu de obținere a diodelor varicap — V. Cătuneanu, M. Bucur, I. Ghiță
- 109 044 — Procedeu de realizare a tranzistoarelor PNP de înaltă frecvență — S. Georgescu, D. Sdrulla

- 111 306 — Procedeu de realizare a tranzistoarelor MOS de putere dublu — difuzate — D. Sdrulla.
- 112 331 — Procedeu tehnologic de obținere a tensiunilor mari de străpun-gere la joncțiuni $p - n$ planare — S. Georgescu, D. Sdrulla, T. Dunca
- 112 417 — Procedeu de realizare a magnetodiodelor planare cu siliciu — I. Munteanu, I. Ghiță, S. Georgescu, T. Dunca, D. Sachelarie.

În condițiile create, imbinind activitatea de producție-dezvoltare cu cea științifică, cinci cadre tehnice din acest colectiv cimentat pe durata celor 10 ani sînt inserise la doctorat :

Nr. ctr.	Numele și pronumele	Titlul lucrării	Instituția de învățămînt superior, conducător
1.	ch. L. Staicu	Stocarea energiei solare	IPB prof. dr. docent ing. R. Vâlcu
2.	ing. N. Marin	Oscilator cu automixare cu diodă Baritt	
3.	fiz. I. Ghiță	Stabilitatea în flux de radiație	IPB prof. dr. docent ing. M. Drăgănescu. Universitatea București prof. dr. Grecu Voicu
4.	ing. T. Dunca	Dispozitive semiconductoare pentru etajele de intrare ale receptoarelor de înaltă frecvență	IPB prof. dr. docent ing. M. Drăgănescu
5.	ing. A. Veron	Procedeu de eliminare a defectelor cristalografice din zonele active ale dispozitivelor semiconductoare cu siliciu	IPB prof. dr. docent ing. V. Cătuneanu

Prin exploatarea la maximum a mijloacelor tehnice existente, pentru satisfacerea cererii beneficiarilor interni și promovarea exportului, planul tehnic anual al secției este deosebit de ambițios. Simpla totalizare a pozițiilor de plan tehnic, a procedeelor tehnologice noi, alături de contractele de cercetare în care sîntem executori, este concludentă :

- 40 poziții de plan tehnic total ;
- 21 poziții de plan tehnic suplimentare ;
- 8 faze de plan tehnic lunar ;
- 21 procedee tehnologice noi ;
- 3 contracte de cercetare :
 - diode pentru microunde ;
 - tranzistoare de ultrainaltă frecvență
 - componente pentru aviație

Pe lângă diversificarea fabricației, reducerea costurilor, creșterea randamentelor, un obiectiv major cu rezultate deosebite l-a constituit creșterea productivității muncii. Se poate exemplifica creșterea de productivitate cu cca. 87,5%

pentru linia de aurire-montaj tranzistoare în capsulă metalică, cu o capacitate de 1 milion buc./lună/2 schimburi, prin utilizarea de roboți industriali :

SITUAȚIA ÎNȚĂLĂ		
<i>Aurire parțială</i>	<i>Montaj</i>	<i>Închidere</i>
— intrare ambaze în vrac — degresare — degresare-decapare-spălare — poziționare manuală — aurire — spălări — depozitionare manuală — uscare — livrare în vrac	— poziționare manuală în reglete — sudură structuri manuală ; — sudură conexiuni manuală ;	— depozitionare — repozitionare — pregătire capace manuală — închidere semi-automată
14 operatori	38 operatori	8 operatori
SITUAȚIA ACTUALĂ, ÎMBUNĂȚĂȚITĂ		
<i>Aurire selectivă</i>	<i>Montaj</i>	<i>Închidere</i>
— intrare ambaze în vrac — degresare — spălare — poziționare SEMIAUTOMATĂ — decapare, spălări, preaurire, aurire recuperare aur, uscare, cu ROBOT — depozitionare SEMIAUTOMATĂ — poziționare SEMIAUTOMATĂ în reglete	— sudură structuri SEMIAUTOMATĂ ; — sudură structuri manuală parțial — sudură conexiuni complet automată cu ROBOT — sudură conexiuni manuală parțial	— pregătire capace — SEMIAUTOMATĂ — vidare, degazare, închidere cu ROBOT
6 operatori	22 operatori	4 operatori

Domeniul de viitor prioritar al secției îl va constitui tranzistoarele de putere. După achiziționarea unei licențe de montaj-triere în 1976 și de fabricație structuri în 1981 de la firma SOLITRON — S.U.A., numai pentru tehnologia

hometaxială, independent de aceasta, prin concentrarea celor mai bune forțe intelectuale, s-au dezvoltat următoarele tehnologii proprii :

Tehnologie proprie	Tipuri reprezentative	Caracteristici principale	Aplicații	Măsur	Econo- mie know- how (mili- oane \$)
1. TRIPLA DIFUZIE	BU 526, 47; BU 326	$I_C = 10 \text{ A}$ $U_{CES} = 1\,500 \text{ V}$ $P_{tot} = 86 \text{ W}$ $t_f = 0,5 \text{ } \mu\text{s}$ robustețe $E_{S/B}$	— acționări electrice — convertoare — surse în comutație — baleiaj TV — robotică — surse în comutație — control motoare — invertore — robotică	— dezvoltare capacitate de produc- ție — angajare stagari	3
2. MULTIEPITAXIAL MESA	BUX 80—83	$I_C = 10 \text{ A}$ $U_{CER} = 800 \text{ V}$ $P_{tot} = 100 \text{ W}$ $t_f = 0,5 \text{ } \mu\text{s}$ robustețe $I_{S/B}$	— control motoare — invertore — robotică	— creare capacități de pro- ducție — angajare stagari	3
3. EPIBAZA	BD 233—8; 433—442 BD 675—682; BD 643 F 650F; 2N 3055E BDX 18	$I_C = 2—20 \text{ A}$ $U_{CES} = 22—150 \text{ V}$ $P_{tot} = 25—150 \text{ W}$	— circuite de putere și medie frecvență — robotică	— dezvoltare capacități de producție — angajare stagari	3
4. EPITAXIAL-PLA- NARĂ CU INELE DE CONTROL A SARCINII	2N 6653—5 BUX 10—12 A BUX 40—42 A	$I_C = 20 \text{ A}$ $U_{CES} = 450 \text{ V}$ $P_{tot} = 180 \text{ W}$ $t_f = 0,35 \text{ } \mu\text{s}$	— acționări electrice — surse de comutație — robotică	— creare capacități de producție — angajare stagari	2

Destinațiile acestor tranzistoare de putere, de comutație și de înaltă tensiune sînt acționări electrice, sursele în comutație, robotică etc. Gama de curenți este între 2 și 30 A, de tensiuni între 20 și 1 500 V, de puteri între 86 și 180 W. Tranzistoarele sînt omologate. Fabricația eficientă, necesită crearea și dezvoltarea capacităților de producție, asigurarea materială și angajarea de stagari numai pentru acest program.

Nu este nici optimistă, nici lipsită de modestie, estimarea economiei de know-how la cca. 11 milioane de dolari.

Fabricația secției nu este destinată exclusiv consumului intern. Tabelul următor descrie sintetic exportul pe anul 1983. S-a exportat astfel, fără a ne confrunța cu probleme de calitate sau reclamații, 30 % din producția valorică, 25 % din producția fizică, adică peste 10 milioane de componente dintre care:

- Tranzistoare în capsulă TO-18
- Tranzistoare în capsulă TO-72

- Tranzistoare în capsulă TO-39
- Tranzistoare în capsulă TO-92
- Tranzistoare în capsulă SOT-32
- Tranzistoare de putere în TO-3
- Diode varicap
- Diode de comutare
- Diode de comutație

COMPONENTE reprezentative în exportul secției

1N 4148, BA 244, 2N 2369 A, BF 173,
BB 126,
BC 171—174, 2N 2222, 2222A, BF 458.

Pentru a exemplifica prestigiul produselor secției la export, se precizează că 79 % din exportul Est este destinat utilizatorilor din R. P. Bulgaria. Contractele, inclusiv pe 1985, sînt și vor fi limitate de capacitățile de producție, strangulate de lipsa de dezvoltare și de necesarul intern aflat într-o creștere specta-

culoasă. Creșterea cererilor din R.P. Bulgaria de 4 ori în anul 1984 față de 1983 și de peste 6 ori pentru 1985 este o dovadă elocventă în acest sens.

În prezent, prin prisma rezultatelor bune analizate nu în totalitate, se constată o folosire insuficientă a potențialului uman și în mijloace de producție existente, din următoarele cauze care trebuie să-și găsească o rezolvare cât mai urgentă:

- alocarea de fonduri pentru aplicarea tehnologiilor create, eliminarea locurilor înguste existente și realizarea unor serii economice;

- angajarea de cadre cu studii superioare care să pună în aplicare noile tehnologii, să se ocupe de fabricația curentă, iar personalul supercalificat să creeze „noul” anilor viitori. Se impune folosirea eficientă a cadrelor tehnice, în domeniul specializării acumulate;

- asigurarea materială cantitativă și de calitate corespunzătoare, în timp util, pentru evitarea stăgânărilor. Alocarea unui fond minim pentru procurarea de piese de schimb;

- asigurarea continuității fabricației, eliminarea stăgânărilor, a lucrului în salturi printr-o aprovizionare materială corectă și realizarea reviziilor anuale;

- stabilitatea planului de fabricație;
- balanțarea corectă a capacităților de producție—forței de muncă— asigurării materiale pentru evitarea schimbărilor bruște și foarte dese a sortimentelor;

- rentabilizarea produselor aspru afectate de prețul de cost al materialelor și semifabricatelor asimilate în țară (siliciu, piese metalice, etc.) în condițiile realizării unor randamente peste cele din documentație;

- asigurarea forței de muncă necesare și prezența ei continuă la locul de muncă.

Pentru obținerea și pe viitor a unor rezultate la fel de bune se impune luarea în timp util a unor decizii ferme și realiste, eficiente, la problemele ridicate, precum și evitarea unor amânări care vor afecta în mod sigur, negativ pe viitor.

În acest moment aniversar se cuvine să adresăm calde mulțumiri tuturor celor care au muncit alături de noi și ne-au sprijinit pe parcursul celor 10 ani de activitate. Sentimentele noastre de recunoștință se adresează Întreprinderii de piese radio și semiconductoare-Băneasa, conducerii fabricii, care prin competență, promovarea inițiativelor, tact, diplomatie, sprijin eficient, critici la obiect, atmosferă de lucru, au contribuit major la formarea colectivului secției și la obținerea de rezultate bune-

NOUȚĂȚI LA ROBOTRON

SISTEMELE CAD/CAM PRODUSE MODERNE FABRICATE DE ROBOTRON

Sistemele CAD/CAM sînt prezentate împreună fiindcă este greu de definit granița extrem de mobilă care există între sistemele CAD (Computer aided design) și sistemele CAM (Computer aided manufacture). Chiar și un sistem CAD însuși poate varia de la un sistem de calcul cu mai multe terminale, pînă la un mic calculator sau chiar un calculator de birou care oferă o putere de calcul mică, limitată, dar complet suficientă aplicației.

Creșterea anuală atît de intensă a sistemelor CAD/CAM se situează, actual, la cca 38%. Asemenea sisteme permit un salt al productivității de 300 % în domenii cum ar fi: electrotehnica-electronică, construcții de mașini, construcții de tehnica automatizării, cartografie, industrie ușoară.

Folosirea din ce în ce mai intensivă a sistemelor CAD/CAM creează premisele importante ale creșterii pe mai departe ale puterii proceselor de cercetare, de dezvoltare sau de producție,

deși creșterea productivității în proiectarea constructivă a fost, de la începutul secolului și pînă în prezent, de numai 20% în comparație cu peste 1000 % în sectorul productiv.

Combinatul Robotron, împreună cu diferiți parteneri din industrie, a creat și produs mai multe sisteme CAD/CAM pentru raționalizarea asistată de calculator a proceselor de prelucrare a informațiilor în proiectare și construcții ca și în planificarea, pregătirea tehnologică și controlul producției.

În Republica Democrată Germană s-au desfășurat în ultimii ani, activități intense pentru pregătirea asistată de calculator a producției.

Postul complex de lucru pentru construcții și tehnologie de tip AKT 6454

Sistemul AKT 6454 este un sistem complex CAD/CAM pentru pregătirea producției asistată de calculator, în domeniile tehnic, constructiv și tehnologic.

AKT 6454 constă dintr-un sistem construit modular, compus din microcalculatorul K 1630

cu echipamente periferice standard, cu periferie grafică: display grafic, digitizor de mare rezoluție, plotter și un sistem de operare de bază. Sistemul permite introducere/extrageri grafice, reprezentări grafice precum și manipulări de obiecte geometrice. Prin punerea la dispoziție a unor sisteme de bază, conform standardizărilor internaționale, se poate extinde ușor configurația echipamentelor grafice fără a fi nevoie să se modifice programele utilizatorilor. Configurațiile particulare hardware și software se stabilesc conform condițiilor fiecărei aplicații: gama de cerințe, mărimea lor, organizarea activităților, modul culegerii datelor și organizarea lor etc. Sînt prevăzute, printre altele, următoarele domenii de aplicații importante:

- realizarea desenelor și detalierii lor asistate de calculator;
 - producerea desenelor asistată de calculator;
 - proiectarea asistată de calculator a mașinilor și instalațiilor;
 - construirea variantelor la modele de bază;
 - programarea asistată de calculator a mașinilor unelte cu comandă numerică;
 - realizarea asistată de calculator a documentelor tehnologice.
- Cîteva dintre domeniile de aplicație sînt:
- Construcția de mașini;
 - Electrotehnica/Electronica/Microelectronica;
 - Construcții;
 - Industria ușoară, de ex. industria încălțămîntului;
 - Construirea instalațiilor complexe.

Prin folosirea componentelor hardware în configurații flexibile și prin dotarea cu module software de bază și de aplicație se pot realiza cele mai diferite complexe orientate pe probleme. În cazul sistemului AKT 6454, la o configurație controlată de microcalculatorul K 1630, se pot atașa următoarele echipamente periferice grafice:

- digitizor de mare rezoluție de tip HDG K 6401;
- display grafic RSG K 8917;
- plotter Digigraf DSG 1208—3,56;
- masa de desen digitală DZT 90 × 120/RS.

Digitizorul de mare rezoluție și displayul grafic DSG sînt noutăți create de Combinatul Robotron. Plotterul DZT 90 × 120/RS este o creație a VEB Carl Zeiss Jena, iar plotterul Digigraf 1208 este importat din Republica Socialistă Cehoslovacă. Pentru extinderea paletei echipamentelor grafice ce pot fi conectate la AKT 6454, Combinatul Robotron va produce în curînd încă două tipuri de plottere.

Conceptul software pentru AKT 6454

În cadrul acestui concept sînt cuprinse următoarele componente:

- sistemul de operare modular MOOS 1600;
- software grafic de bază GKS 1600;
- software geometric de bază GBS 1600;
- software orientat pe problemă, cu caracter general;
- software de aplicație: AUTEVO, DKF, GRAFIS.

a) Software grafic de bază

Lucrul cu echipamentele periferice grafice este sprijinit de următoarele pachete software de bază:

- GKS 1600, nucleul sistemului grafic pentru display și plotter;
- DIG 1600, software pentru digitizorul HDG K 6401.

Pachetul grafic GKS 1600 realizează afișările grafice pe display și pe plotter și, în același timp, introducerea de date grafice de la display. El sprijină efortul de realizare și utilizare a unei interfețe grafice unitare către programele utilizatorilor, independent de echipamentele periferice folosite. GKS 1600 este realizat foarte riguros după avizul standard al ISO, Graphical Kernel System, versiunea 7.0. GKS 1600 permite construirea imaginilor structurate care, la rîndul lor, sînt constituite din subimagini sau segmente. Pentru lucrul cu digitizorul K 6401 se folosește pachetul de programe DIG 1600. El permite o digitizare extrem de comodă cu ajutorul căreia se pot realiza proceduri utile, cum ar fi:

- digitizare continuă sau punct cu punct;
- poziționarea liberă a cîmpului de menu;
- transformări de coordonate;
- definirea și introducerea macrourilor.

b) Software geometric de bază

Sistemul de module geometrice GBS 1600 este un sistem software grafic interactiv care realizează crearea, prelucrarea și afișarea datelor grafice. Prin aceasta, se sprijină munca proiectanților constructori și a tehnologilor în activitățile de creare a pieselor, grupelor constructive și ale părților, remarcînd și posibilitatea folosirii repetate a elementelor deja create.

Folosirea sistemului GVS 1600 este adaptată cerințelor utilizatorilor din domeniul tehnic. La dispoziția utilizatorului stau mijloace simple de descriere ca și conceptele de subprograme de imagine sau macrouri. Actual, este realizată doar reprezentarea în două dimensiuni, iar reprezentarea în trei dimensiuni este prevăzută. Pentru transferul datelor se folosește sistemul de gestiune a datelor DVS 1600. Este posibil de asemenea, să se realizeze o extindere a sistemului GBS 1600 prin atașarea programelor sau modulelor specifice utilizatorului.

c) Software utilizator

Folosirea pachetelor software grafice de bază împreună cu pachete software specifice utilizatorului permite adaptarea sistemului AKT 6454 la cele mai diferite cerințe de construcții sau de tehnologie în cele mai diferite ramuri ale economiei. Astfel, este posibil să se realizeze sisteme CAD/CAM la cheie. VEB Combinat Robotron oferă trei aplicații pilot complete ale sistemului AKT 6454, complete hardware și software pentru domeniul CAD/CAM:

AUTEVO ROTA 1

Pregătirea tehnică, asistată de calculator, a părților cu simetrie de rotație

- Detalierea pieselor individuale direct din cerințele de proiectare;
- Afișarea automată a desenelor;
- Realizarea automată a documentelor tehnologice ale producției;
- Realizarea programelor de control pentru mașinile cu comenzi numerice.

DKF 1600/AUTENT — KR

Sistem de proiectare al caroseriilor de automobil cu prelucrarea suprafețelor cu dublă îndoire

- Proiectarea asistată de calculator a suprafețelor cu dublă îndoire;
- descrierea matematică a formelor de bază ale suprafețelor;
- generarea programelor de control pentru mașini-unelte cu comandă numerică.

GRAFIS

Pregătirea asistată de calculator a producției în industria încălțăminte

- Prelucrarea asistată de calculator a celor mai diferite contururi, linii, suprafețe empirice, pe baza desenelor de construcție;
- realizarea gradării către toate mărimile articolelor;
- oglindiri, rotații și translatări, după necesități.

Post de proiectare constructivă orientat către planșeta de desen, de tip ROK

La baza creării sistemului ROK stă cerința existenței unui sistem convenabil din punct de vedere al costurilor, cerințelor de spațiu și al posibilității de utilizare, care să sprijine procesul de proiectare constructivă, în sensul cel mai larg, în realizarea pe de o parte a conceptelor, configurărilor, dimensionărilor și, pe

de altă parte, a documentației aferente. Aceste aplicații, care simultan solicită desenare și digitizare aparțin complexului ROK. Avantajul principal al sistemului ROK constă în aceea că nu mai este necesar ca desenele să fie întâi realizate și apoi digitizate, dat fiind paralelismul asigurat de sistem. Pentru aceasta se completează un post de digitizare bazat fie pe HDG K 6402, fie pe digitizorul de format AO (HDG 1) cu un mecanism convențional de desen și se folosește un program de aplicație corespunzător.

Odată configurația stabilită, se poate garanta că modul de lucru obișnuit al proiectanților va rămâne aproape neschimbat. Predarea unei asemenea aplicații către clienți se face de către Combinatul Robotron după sistemul „la cheie”, aceasta nesolicitând inginerului proiectant nici un fel de cunoștințe anterioare de tehnică de calcul. Fundamentele acestor sisteme nu permit realizarea unui sistem de tip CAD/CAM ci, mai degrabă, ușurează desenarea și digitalizarea pe baza calculatoarelor de birou de tip A5120/30. În funcție de dotarea locului de muncă sistemul ROK poate realiza următoarele funcții:

- digitizări;
- introducerea structurilor desenate existente pe suporturi de date compatibili cu mașina, în desenele care se digitizează;
- memorarea structurilor de desene ca macro-uri;
- posibilitatea memorării pe suporturi de date, a desenelor digitizate, fie în formatul intern, fie în formatul standard GKS;
- pregătirea informațiilor grafice digitizate pentru afișarea grafică pe imprimanta SD 1157/269;
- prin introducerea literelor și cifrelor din câmpul de menu, dispăre operația de scriere cu caractere standard care consumă mult timp;
- prin afișarea pe plotter se obține imediat o calitate foarte mare a desenelor;
- prin posibilitatea identificării și manipulării grafice se pot modifica cu minim de efort desene deja existente.

Echipamentul de digitizare de precizie Robotron A 5601

Cu A 5601, Combinatul Robotron oferă un sistem grafic autonom, controlat cu microprocesor care nu are nevoie de un calculator ierarhic superior și care este destinat digitizării reprezentărilor geometrice. Sistemul A 5601 se bazează pe sistemul de dezvoltare pentru microprocesoare de tip A 5601. 2M.

Prin rezoluția și precizia sa înaltă la culegerea coordonatelor, prin capabilitățile funcționale și prin calitățile sale ergonomice sistemul

A 5601 ușurează mult activitățile realizate acolo unde informații grafice trebuie transformate în informații numerice simple. O aplicație software specială permite prelucrarea diferitelor dimensiuni precum și rotiri de coordonate.

Prin libera programabilitate a calculatorului și prin construcția modulară a pachetelor software se pot realiza adaptări la diferite probleme speciale. Domenii de utilizare ale acestui sistem sînt:

- construcția plachetelor imprimate, conversia din concepte de plachete imprimate în benzi perforate pentru controlul fotoplotterelor;

- industria confecțiilor, optimizarea croirii;
- optimizarea transporturilor.

Cu acest sistem sînt posibile următoarele moduri de lucru:

- digitizarea punct cu punct;
- digitizarea continuă;
- digitizare cu blocarea capului de taste;
- lucrul cu puncte de măsură.

Calculatorul de birou A 5130 ca post de lucru pentru proiectanți, constructori și tehnologi

Calculatorul BC A 5130 a fost făcut să rezolve cerințele ingineresti prin intermediul unui pachet software special. Prin aceasta, s-a creat un post de lucru pentru constructori și tehnologi care s-a distins atît prin costurile și necesitățile de spațiu reduse cît și prin mînuirea convenabilă. Aplicațiile realizate caută să realizeze o cît mai mare economie în utilizarea materialelor și să asigure cele mai actuale informații tehnologice.

a) Post de lucru pentru constructori

Prin folosirea unor pachete de programe apreciate, mai ales a sistemului de programe AUTRA creat de Institutul de construcții ușoare, s-a realizat un software special care permite folo-

sirea calculatorului A 5130 la rezolvarea cerințelor tehnico-ingineresti. Practic, este realizat un pachet de programe matematice de bază precum și de mecanică care sînt destinate domeniului „mecanica tehnică”. Astfel, pot fi calculate valori caracteristice generale pentru orice profile. Prin aceasta, puterea de lucru a personalului tehnico-ingineresc cîștigă în intensitate și creativitate și se crează o premiză importantă pentru realizarea unor noi rezerve material-economice.

b) Post de lucru pentru tehnologi

Pachetul de programe conține toate componentele pentru crearea, administrarea și tipărirea tuturor informațiilor ce apar pe o fișă tehnologică globală. Pe această bază se pot crea fișele de lucru și bonurile de materiale pentru dirijarea producției. Cu aceasta se crează premisele rezolvării cerințelor următoarelor domenii:

- controlul producției;
- gestiunea producției zilnice și/sau lunare;
- statistici ale timpului normat de lucru;
- calculul costurilor;
- calculul situației materiale.

Programele de aplicații sînt astfel create încît:

- modificările în fișele tehnologice globale și în succesiunea operațiilor de producție să se realizeze fără dificultăți;

- informațiile tipărite, cum ar fi datele principale sau fișele de producție, să se realizeze în timp optim, cu tipărirea pe pagini, prin intermediul complexului Hardware-Software;

- calitatea documentelor tehnologice este îmbunătățită, iar numărul greșelilor făcute sînt reduse în mod substanțial în raport cu metodele folosite pînă în prezent.

Ing. Lucreția Pană

Ec. Viorica Anastasescu



1005 M 100